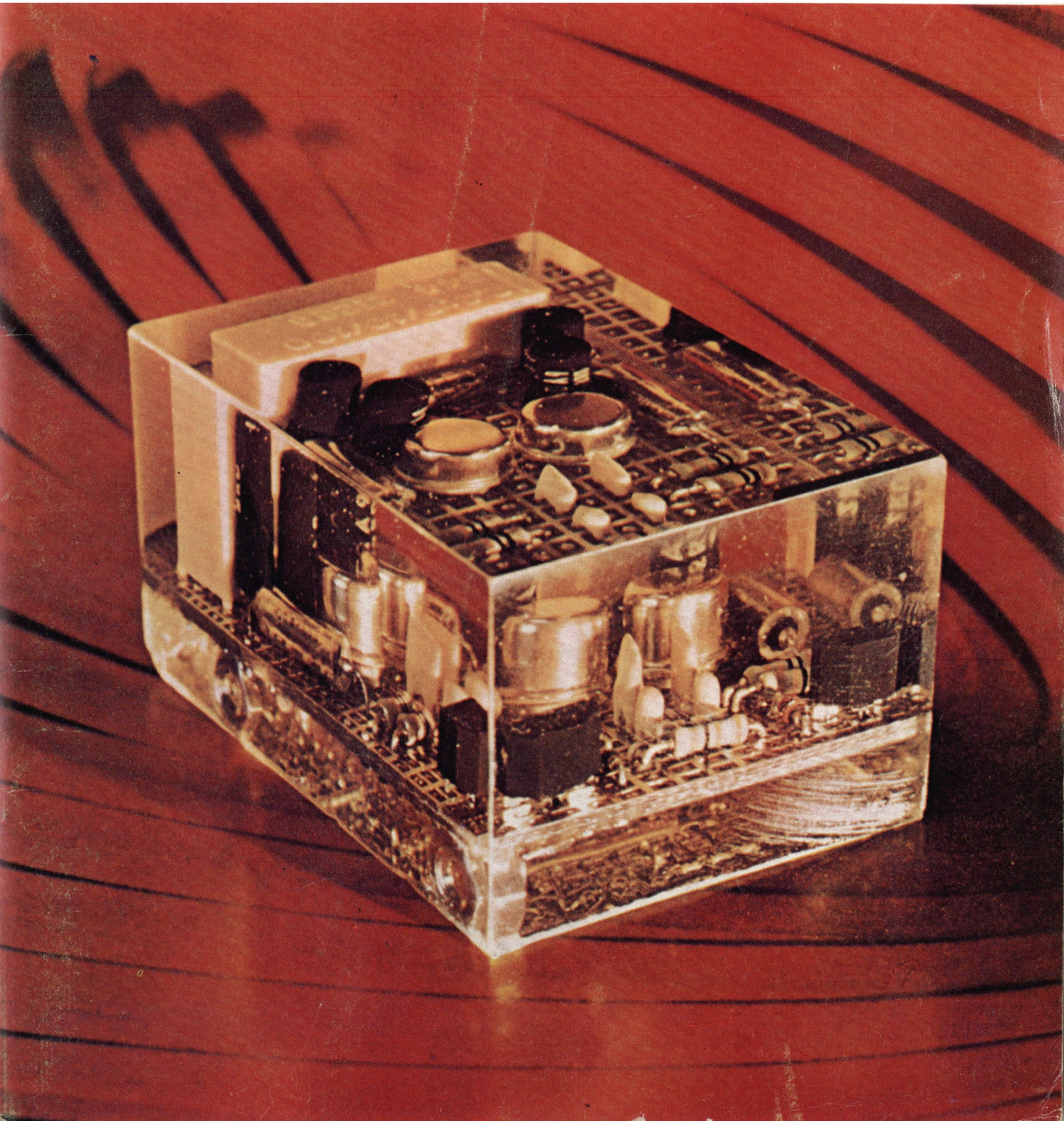
elektuur

december 1970 • elektronische Lesley • elekturofoon
eenvoudige frekwentiemeter • A-D-omzetter voor DVM
triggerbare zaagtandgenerator voor oscilloskoop
maandblad voor elektronika • prijs f1,75 / 25 fr



elektuur

Het maandblad Elektuur verschijnt de eerste van elke maand, behalve in juli en augustus waarin één dubbelnummer verschijnt als speciale uitgave voor halfgeleiders.

Hoofdredakteur: Bob W. van der Horst, Bourgognestraat 13, Beek (L)

Redaktie: P. Lambrechts, W. L. Leiner, Jan Pas, M. L. J. Janssen

Grafische redaktie: R. Hamers
Illustraties: J. Bolland
Advertenties: Harry P. Bruning
Abonnementen: Mevr. A. van Meyel

Administratie : Postbus 75, Beek (L), Tel: 04402-2149, Giro: 124.11.00, t.n.v. Elektuur. Bank: ABN, Geleen.

Administratie België : Postbus 75, Beek (L), Nederland. PCR: 17.70.26.

Uitgave : Elektuur N.V., Postbus 75, Beek 64.

Abonnementen:
abonnementen kunnen elke maand ingaan en lopen bij voorkeur synchroon met het kalenderjaar. Zij eindigen alleen na schriftelijke opzegging. Prijs: f 17,50 per jaar (inklusief BTW). Voor België: Bfrs 250,–. Speciale tarieven voor kollektieve abonnementen (studiecentra bedrijven en e.d.). Buitenland: f 19,50.

De in dit blad opgenomen schakelingen zijn uitsluitend bestemd voor huishoudelijk gebruik (Oktrooiwet). Het toepassen ervan geschiedt buiten verantwoordelijkheid van de uitgeefster. Het inzenden van bijdragen voor één der uitgaven van de N.V. Elektuur machtigt de uitgeefster tot weigering van publikatie zonder verplichting tot terugzending, tot wijziging of vertaling van de inhoud van de inzending, en tot gebruik ervan in andere uitgaven of aktiviteiten van de N.V. Elektuur. Overneming van publikaties of delen daarvan uit Elektuur kan uitsluitend geschieden met voorafgaande schriftelijke toestemming van de uitgeefster.

Omslagfoto: eenvoudige trafoloze gelijkspanningsomzetter.
zie pagina 1258

10e jaargang nummer 12 december 1970 92

Selektuur 1223
Digitale laserstraal-afbuiging
Proportionele mikro-doseerpomp
Fotomaskers mbv laserstraal
Nog een maand voor jonge onderzoekers

Atoomklok 1229
Bij diverse onderdelen van het PTT-bedrijf bestaat de noodzaak te beschikken over zeer nauwkeurig bekende en konstante frekwenties; tevens is een nauwkeurige tijdaanduiding nodig. Deze frekwenties en tijdaanwijzingen worden verkregen van apparatuur die bekend is onder de naam frekwentiestandaard en die wegens de afgeleide tijdaanwijzing ook wel kwartsklok en atoomklok wordt genoemd. Chr.J.Sanders

Atoomklok voor zelfbouw 1234
Door gebruik te maken van de door een lange-golf-station uitgezonden tijdsignalen, die ontleend worden aan een z.g. atoomklok, kan een digitaal uurwerk met een nauwkeurigheid van 10^{-4} worden verkregen.

Toevoeging van het ontbrekende 1236
Om een nauwkeurige versterkingsfaktor te verkrijgen wordt meestal tegenkoppeling toegepast. Hierbij bestaat echter een groot gevaar voor oscilleren. Door gebruik te maken van Toevoeging van het Ontbrekende kan een grote mate van nauwkeurigheid worden bereikt, echter zonder gevaar voor instabiliteitsverschijnselen. R.G. van Vliet

Kortsluitbeveiliging voor gestabiliseerde voedingsapparaten 1238
In veel zelfbouw voedingsapparaten ontbreekt vaak een of andere vorm van kortsluitbeveiliging. De hier beschreven schakeling biedt voor deze gevallen een afdoende oplossing. T.H. van Coehoorn

5 Watt komplementaire versterker 1239

Korrektieversterker voor kristalelementen 1240
H.J. van Dijk H.R.E. van Maanen

Analoog naar digitaal omzetter 1241
De steeds verdergaande integratie van de digitale techniek in de elektronika betekent ook voor de vrijetijdselektronikus een waardevolle verrijking van zijn hobby. In dit licht bezien moet de hier beschreven schakeling als een bizonder interessante bijdrage aan deze integratie worden gezien. Hilda Cuppens en Jos Verstraten

Elekturofoon 1250
In de handel wordt voor circa 90 gulden een muziekinstrumentje aangeboden onder de naam stylofoon. De redaktie heeft dit instrument onder de loep genomen en een nieuwe versie ontworpen. Deze elekturofoon kan als leuk speelgoed dienen, maar is tevens bedoeld om hen, die overwegen zelf een elektronisch orgel te bouwen, een portie praktijkstudie te verschaffen.

Digitale frekwentiemeter 1255
Een eenvoudig basisapparaat, dat gemakkelijk uitgebreid kan worden. Speciaal ontworpen voor goedkope IC's. B. Kazemier

Eenvoudige trafoloze gelijkspanningsomzetter 1258
Het omzetten van gelijkspanningen gebeurt in het algemeen door een opgewekte wisselspanning naar de gewenste waarde te transformeren, waarna de nieuwe spanning wordt gelijkgericht. Het trafoloos omzetten van spanningen geeft de mogelijkheid zonder de lastige en zware trafo een gelijkspanning te krijgen, die zowel positief als negatief kan zijn. T.H. van Coehoorn

Aktieve zenertransistoren 1262
Dat de meeste siliciumtransistoren eveneens als zenerdiode kunnen worden gebruikt is algemeen bekend. Door toevoeging van aktieve elementen is het echter mogelijk om zeer stabiele en nauwkeurige referentiebronnen te realiseren, waarvan in dit artikel een aantal voorbeelden worden gegeven.

Schakelingen met vierlagendioden 1265
In toenemende mate wordt in de elektronika gebruik gemaakt van vierlagendioden. Dit artikel beschrijft enkele toepassingen met een stuurbare thyristor (SCS) die eveneens een vierlagenstruktuur bezit.

Triggerbare zaagtandgenerator voor oscilloskoop 1268
Een volledig getransistoriseerde tijdbasisgenerator voor een oscilloskoop.
B.J.A. Verstraelen

IC-voetjes voor 70 cent 1271

Temperatuurkontrole met alarmering 1273
Met behulp van de SN 7401 (FJH 231) zijn enkele schakelingen gerealiseerd welke een alarmering geven wanneer de te bewaken temperatuur bepaalde grenzen overschrijdt. T.H. van Coehoorn

Industrie 1275

Bij hun onderzoekingen op het gebied van digitale lichtafbuigingssystemen heeft het "Philips Forschungslaboratorium" te Hamburg met sukses een 16-traps afbuigunit beproefd en gedemonstreerd.
In de digitale lichtstraaldeflektor worden voor het sturen van de bundel Kerr-cellen en dubbelbrekende calcietprisma's toegepast. Dr. U.J. Schmidt en W. Thust, medewerkers van bovengenoemd laboratorium, hebben nu een eksperimentele 16-traps afbuiging gebouwd, die een laserstraal kan sturen volgens een raster met 65.536 elkaar gedeeltelijk overlappende posities. Het aftasten van het raster kan in willekeurige volgorde geschieden met een herhalingsfrekwentie van 250 kHz. De tijd die nodig is om de straal van de ene stand naar een andere om te schakelen is slechts circa 0,2 µs. Momenteel zijn de lichtverliezen 10% bij een golflengte van 632,8 nm. Bij grootbeeldprojektie is waarneming bij daglicht mogelijk met een laag laservermogen.
De foto toont een Duitse tekst, die met de deflektor is geschreven en volgens de "random access" metode geschreven symbolen . Toepassingsmogelijkheden zijn o.m.:
– het optisch opslaan van gegevens (potentiele dichtheid van 10^6 tot 10^7 bits/cm^2),
– mikrofilmdruk met grote snelheid,
– grootbeeldprojektie bij daglicht,
– optische radar en kommunikatie.
De beschrven resultaten hebben betrekking op laboratoriumeksperimenten; zij impliceren geen produktie en marketing.
Vertaling van de Duitse tekst op de foto: "Digitale afbuiging van een laserstraal Deze tekst is door een komputer-gestuurd laserstraalafbuigsysteem geschreven op een grootbeeld-scherm (1,50 x 1,50 m). De deflektor, die uit een alternerende reeks van 16- Kerr-cellen en 16 kalkspaatprisma's bestaat, kan een laserstraal sturen volgens een rastermaat met 256 x 256 posities. De 9569 beeldpunten van het weergegeven tekstbeeld worden binnen 40 millisekonden afgetast.
Met geschikte objektieflenzen kan het totale beeld tot een formaat van ca. 0,5 x 0,5 mm worden verkleind. Toepassingen mogelijkheden bv.:het optisch opslaan van gegevens etc. Philips Press Release – 13 november 1970.

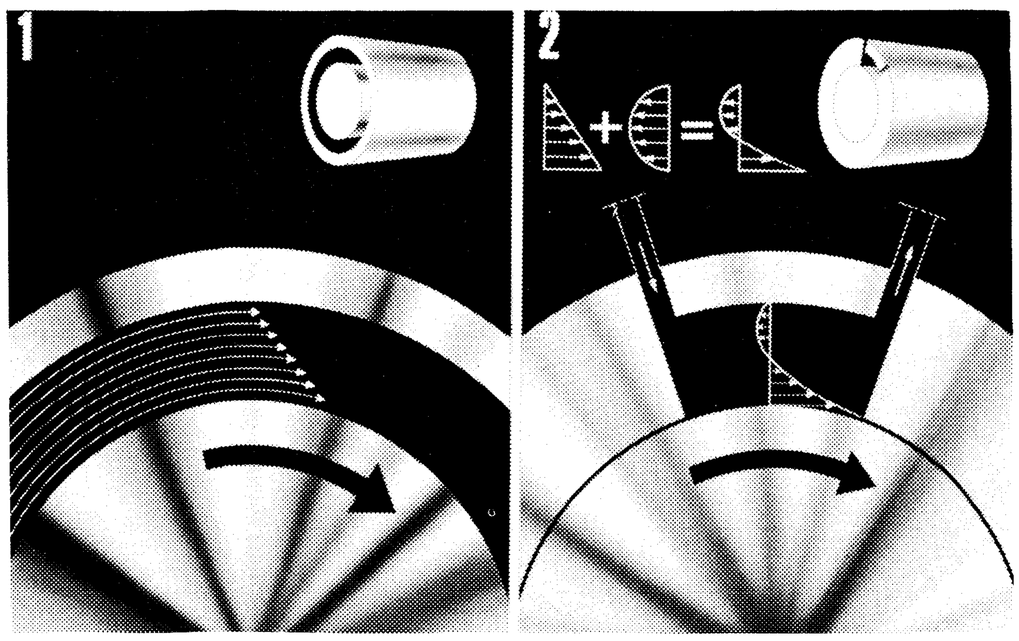
proportionele mikro-doseerpomp

Terwijl precisietechniek en miniaturisering de laatste jaren tot allerlei nieuwe toepassingen hebben geleid, waarvan in laboratoria en industrieën een dankbaar gebruik wordt gemaakt, is één probleem tot nu toe nog steeds niet goed oplosbaar gebleken: het mikro-doseren van vloeistoffen. De bestaande kleine pompjes, bijvoorbeeld slangenpompjes, hebben het nadeel dat zij geen volstrekt kontinue vloeistofstroom geven, maar een enigszins pulserende. Ook treden in bepaalde gevallen problemen op (bijvoorbeeld bij het pompen van bloed of van sterk korrosieve vloeistoffen) doordat de vloeistof in intensieve aanraking komt met het pompmechanisme.

Verder bestaat in sommige van de gangbare pompsystemen de kans op vermenging van de te verpompen vloeistof met smeermiddel van de pomp of met verontreinigingen afkomstig van rubberdelen. Al dit soort nadelen, die in sommige uiterst subtiele eksperimenten een groot bezwaar kunnen betekenen, zijn volledig ondervangen door een simpel pompprincipe, dat is toegepast in een mikro-doseerpompje, ontworpen door Ir. G. Brouwer en Drs. H. J. Brouwer van het Philips Natuurkundig Laboratorium te Eindhoven.

Het pompje, dat de eenvoud zelve is, bestaat uit een roterend cilindertje, dat juist vrij kan draaien binnen een cilindrische uisparing in een blokje massief materiaal (fig. 1). Bovendien is op één plaats in het inwendige van de buitenwand een kleine uitholling gemaakt, die uitkomt op de binnenruimte. Met deze uitholling staan twee openingen naar buiten in verbinding: de ene opening is de inlaat en de andere de uitlaat (fig. 2).

De pompwerking ontstaat door een meesleepeffekt van de rotor, een soort moleculaire wrijving tussen rotor en vloeistof en tussen vloeistoflagen onderling. Dit meesleepeffekt doet zich overal rond de rotor voor (zie fig. 1) maar in de pompkamer (de kleine uitholling binnen de zijwand, zie fig 2) wordt de meegesleepte vloeistof afgeremd tegen één van de wanden van de pompkamer. Hierdoor ontstaat een voor dit systeem typisch



stromingspatroon, dat leidt tot een onderdruk bij de ingangsopening en een overdruk bij de uitgang, waardoor vloeistof naar buiten gaat stromen. In de in fig. 3 getekende uitvoeringsvorm zijn de uithollingen niet aangebracht in de buitenwand van het pomphuis, maar in spiraalvorm of in een rechthoekig patroon in de rotor, hetgeen konstruktief eenvoudiger is maar hetzelfde pompeffekt oplevert.

Het fraaie van dit systeem is nu, dat de vloeistofstroom volstrekt kontinu is en dat de hoeveelheid verplaatste vloeistof evenredig is met het toerental van de rotor, terwijl de uitstroomsnelheid onafhankelijk is van de viskosciteit van de vloeistof.

Verdere voordelen zijn: er doet zich geen menging voor

STUUT en BRUIN

Nieuw van "DELCON HOLLAND". hi-fi solid state stereo amplifier " GWENSDALE" twin fifteen.
Uitgangsvermogen 2 x 15 Watt aan 8 Ohm
2 x 20 Watt aan 4 Ohm
M.D, TUNER, BAND en Kristal pick-up ingang.
Frequentiebereik bij 15 Watt 30 - 30.000 Hz binnen 1 dB.
20 - 60.000 Hz binnen 3 dB.
Toonregeling + en — 12 dB bij 50 Hz en 10 KHz.
Het voedingsgedeelte is gestabiliseerd en kortsluitvast.
Afmetingen; 43 - 24 - 10 cm.
Deze unieke versterker wordt uitsluitend als bouwset geleverd.
Vraag onze folder met uitgebreide gegevens. Prijs f 350,—

" DELCON" applicatieblad, deel I en II.
Beschrijvingen van: Keramische filters, transistoren, I.C.'s schakelingen en bouwsets. Per deel f 1,25

Keramische bandfilters.
Serie kring 455 KC f 3,50
Parallelkring 455 KC f 5,—
10,7 MC f 5,25

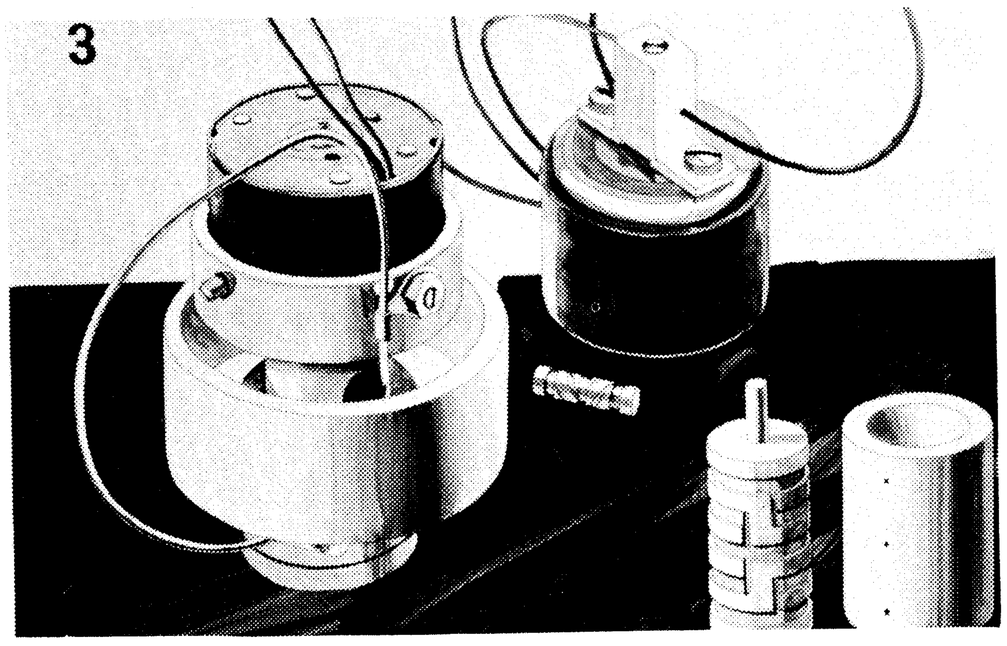
" DELCON "halfgeleiders.
Transistors — Fet's — UJT's — Thyristoren — Triac's — I.C's (liniair en TTL) — Dioden — Triggerdiode — Capaciteitsdiode — Bruggelijkrichters — I.C.voeten.
Uit voorraad leverbaar!

STUUT en BRUIN uw"DELCON" leverancier !

Prinsegracht 34 Den Haag
Telefoon 60 49 93 Giro 283 062

De fraaie zwarte inhangband maakt het u mogelijk van uw jaargang meteen een gemakkelijk hanteerbaar boekwerk te maken. D.m.v. een eenvoudig klemnaaldensysteem kunt U het blad na lezing opbergen. Wilt U een artikel nog eens doornemen, dan neemt U het betreffende blad eenvoudig uit de band. De banden worden geleverd met losse etiketten, zodat U de band ook kunt gebruiken voor vorige jaargangen (bedrukking 1971, 1970, 1969, 1968, en 1967).

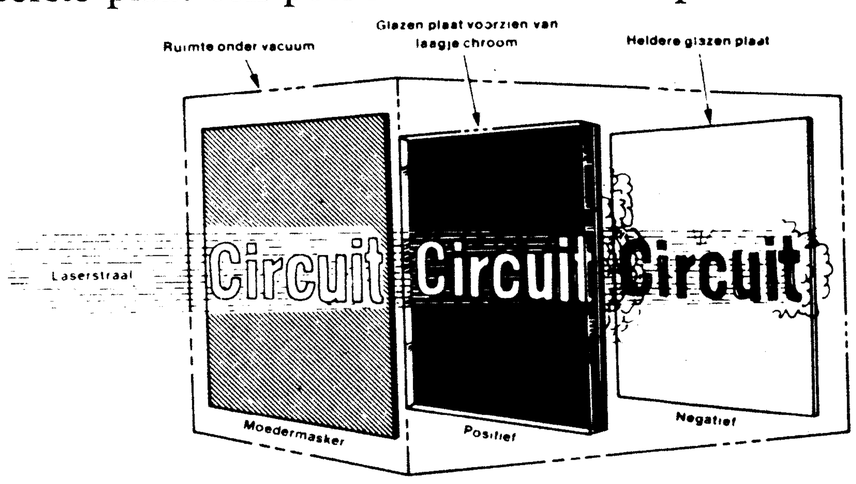
elektuur inhangband Bestel onder vermelding IH 71 door storting van *f* 5,– op gironummer 124.11.00 of Bfrs 70 op PCR 17.70.26 (opsturen naar bestuur der postcheques, Brussel) t.n.v. Elektuur, postbus 40, Geleen (Nederland).



met smeervloeistoffen, want de verpompte vloeistof is tevens smeermiddel; er is geen „dood volume" bij het pompen; bij aandrijving door een stappenmotor kunnen zeer nauwkeurig te bepalen hoeveelheden vloeistof worden verpompt; er is geen slijtage. Tenslotte kan nog worden vermeld, dat de pomp omkeerbaar is door simpel veranderen van de draairichting van de rotor, dat de pomp zeer eenvoudig is te reinigen en dat hij een pompdruk van verscheidene atmosferen kan leveren. Dan is er nog een bijzonder voordeel, dat wellicht van betekenis kan zijn voor medische toepassingen. Het pompje laat de vloeistof, die het alleen in een kontinue stroming brengt, mechanisch gesproken vrijwel onberoerd. Dit kan van grote betekenis zijn bij het verpompen van bloed (bijvoorbeeld in een hart-longmachine), daar de bloedcellen minder bloot staan aan beschadiging. De beschadiging van bloedcellen in hartpompen is een probleem, waar men tot dusver nog niet goed raad mee wist.
Bij het verpompen van radioaktieve stoffen kan men de pomp hermetisch afsluiten en via een magnetische koppeling aandrijven.
Naast de talloze denkbare toepassingen in het wetenschappelijk onderzoek en de mogelijkheden voor medisch gebruik, kunnen tenslotte ook nog als technische toepassingsmogelijkheden worden genoemd een precisiebrandstofpomp voor motoren, een mikrodoseerpomp in natchemische analyseautomaten en een komputergestuurde pomp in procestechnieken.

fotomaskers mbv laserstraal

Niet het licht, maar de warmte van een laserstraal is onlangs gebruikt voor het vervaardigen van fotomaskers, die op hun beurt weer worden gebruikt voor het aanbrengen van halfgeleiderpatronen op geïntegreerde circuits.
Het is dr Wayne Moreau, verbonden aan de Components Division van IBM in East Fishkill, New York, gelukt een eksperimentele techniek te ontwikkelen waarbij een krachtige puls thermische energie, die maar een paar miljardste delen van een sekonde duurt, een metalen beeld van het ene oppervlak doet verdampen en nauwkeurig op een ander oppervlak doet neerslaan.
Deze nieuwe techniek van het overbrengen van massa maakt het mogelijk zowel positieve als negatieve fotomaskers rechtstreeks en gelijktijdig te produceren, tot nu toe een tijdrovend proces waarbij het beeld gewoonlijk enige malen wordt omgekeerd.
Een glazen plaat, aan één zijde voorzien van een laagje chroom van 1000 angström, wordt onder vakuum tussen een moedermasker en een heldere glazen plaat geplaatst. Dit geheel wordt vervolgens onder rechte hoeken op één lijn geplaatst met de optische as van een robijnlaser, die een puls van 1-3 joule met een tijdsduur van vijftien nanosekonden uitstraalt, net onder de thermische diffusiekonstante van het chroom. Wanneer de straal door openingen in het moedermasker is gegaan, verdampt het metaal van de eerste glazen plaat volgens het patroon dat op het moedermasker is aangebracht en het metaal wordt op de tweede glazen plaat neergeslagen, waardoor de eerste plaat een positief en de tweede plaat een nega-



Abonnement 1971

Ongeveer gelijktijdig met het verschijnen van dit nummer wordt een stortingsacceptgirokaart toegezonden. Voor hen die het novembernummer geheel doorgelezen hebben zullen wij helaas in herhaling moeten vallen. Het gaat hier echter om een zo belangrijke zaak dat wij er nogmaals melding van moeten maken.

1. gebruikt u s.v.p. **uitsluitend** de stortingsacceptgirokaart die wij u toezonden. Het girokantoor, het postkantoor en **iedere** bank accepteert deze ponskaart. **Alleen deze ponskaart kan door de speciaal aangebrachte ponsingen verwerkt worden.** Ander betalingswijzen werken vertragend en bovendien kostenverhogend.
2. betaalt u s.v.p. **voor 31 december 1970**
3. Mocht u zich onverhoopt in 1971 niet wensen te abonneren, wilt u dan s.v.p. zo vriendelijk zijn ons dat voor 31 december 1970 mede te delen.
4. Onvermijdelijke verhoging abonnementsprijs.
   De abonnementsprijs van Elektuur is sinds 1 januari 1969 konstant gebleven op f 15,60.Helaas hebben belangrijke tariefsverhogingen o.a. PTT, papier- en drukkosten plaats gevonden die niet opgevangen konden worden door een groter aantal abonnees of andere rationaliseringsmaatregelen. Na overleg met het ministerie van Economische Zaken hebben wij de abonnementsprijs dan ook op f 17,50 moeten stellen. Wij vertrouwen dat deze abonnementsprijsverhoging geen al te grote handicap zal betekenen. Dit te meer omdat wij hopen (en eigenlijk wel zeker weten) dat Elektuur ook dit bedrag waard zal zijn.
5. Abonnees in Belgie.
   Ook hier zal de abonnementsprijs stijgen tot 250 BFRS. U ontvangt van ons een brief waarin duidelijk uiteengezet is op welke wijze u kunt betalen.Wacht U s.v.p. op deze brief **voor** U tot betaling overgaat.
6. Door de grote drukte die de PTT voor de feestdagen te verwerken krijgt is het niet uitgesloten dat het januarinummer pas na één januari bij U in de bus komt.

Wij danken U voor uw medewerking.

Administratie Elektuur.

tief fotomasker wordt. Ten minste honderd van dergelijke fotomaskers kunnen van hetzelfde moedermasker worden gemaakt zonder vervorming van de beelden, plaatselijk soms slechts enkele microns breed.
Deze nauwkeurigheid van reproduktie wordt veroorzaakt door de grote kracht en de extreem korte duur van de puls. Zo kort, dat de overdracht plaatsvindt zonder enige verstrooiing van de metaalatomen door de gelijkmatige verdeling van de energie over de doorsnede van de evenwijdige stralenbundel en doordat het proces onder vakuum geschiedt.
Met behulp van deze metode kunnen details van mikroskopisch kleine afmetingen in diverse metaalsoorten worden overgebracht.

elektuur

redaktie: Bob W. van der Horst
december 1970

nog een maand voor jonge onderzoekers

Er zijn nog maar een paar weken over, waarin jonge onderzoekers hun projekt aan de stichting D.J.O. kunnen aanbieden.
Het begint een traditie te worden, dat elk voorjaar een jonge-onderzoekers-wedstrijd wordt georganiseerd. Ook in 1971 is dat het geval, zodat omstreeks Pasen de deuren van de Amsterdamse RAI weer open zullen gaan voor duizenden jonge onderzoekers en belangstellenden; verwacht worden veel „doeners" en weinig , kijkers' .
Alles soorten onderzoek zijn toegestaan: het onderzoek mag gaan over vallende sterren, over het gedrag van het pantoffeldiertje, over potscherven, over een automatische modelspoorbaan, maar ook over luchtvervuiling, over de koopgewoonten in de woonplaats of over een konfliktsituatie op school.
Op het gebied van de elektronika lijken de onderwerpen beperkt, maar juist op dit gebied zijn de mogelijkheden zeer groot.
Een aantal J.O.'s hebben wij al op weg kunnen helpen met onderwerpen en adviezen. Zo is het idee om eens aan een onderzoek te beginnen van de hete-luchtluidspreker al "van de hand gedaan". De J.O. die er nu aan bezig is heeft het geruild voor zijn aanvankelijke plan voor een digitale klok.
Voor een J.O. die iets van muziek en wiskunde afweet zouden we een studie van de twaalfde machtswortel uit twee willen aanbevelen, dit is de afstand tussen twee tonen. Een spel, dat via het televisiescherm kan worden gespeeld, bijvoorbeeld het eenvoudige boter/kaas/eieren of de wolf en de schapen op het dambord of nog beter een nieuw idee biedt ideale mogelijkheden voor een ereplaats.
Het ontwerp van een display (vooral de cijfers) voor de uitlezing van digitale eenheden is het werk voor een J.O. met ideeen.
Nog een technisch onderwerp: de superregontvanger of synchrodyne, twee geheel van elkaar verschillende maar vaak betwiste systemen voor het ontvangen van radiogolven, die echter nog steeds wachten op een laatste afwerking, maar elk een onderzoek waard zijn.
Van geheel andere aard zou een onderzoek naar studiemogelijkheden voor elektronikus zijn.
Hoe wordt een elektronikus opgeleid; wat zijn de beste mogelijkheden om een kei in het vak te worden en hoe is het gesteld met de opleiding tot elektronikus in verhouding tot andere beroepen.
Van dezelfde aard is een onderzoek naar het maatschappelijk engagement van de elektronikus; uitgangspunt zou kunnen zijn het gebrek aan gisting onder studenten in Delft, Eindhoven of Dwingelo ten opzichte van rumoerige akademies zoals Amsterdam, Tilburg, Groningen of Nijmegen.
Het is slechts een greep uit mogelijke onderwerpen op het gebied van de elektronika. Er zijn er meer. Een gesprek met onze redaktie zal zeker tot een nieuw idee leiden met evenzovele kansen op een berg informatie of bronnen voor informatie. Let wel, geen garantie op een ereplaats, maar wel gegevens voor een boeiend onderzoek.
Het blijkt namelijk altijd dat iemand die onderzoek verricht, zo geboeid raakt door zijn bezigheid, dat vaak het doel, de wedstrijd, wordt vergeten. En dan te weten dat er bedragen van duizenden guldens*), studiebeurzen, buitenlandse reizen, roem*) en belangstelling van de industrie mee te verdienen zijn.
Voor de jonge onderzoeker die niet passief Elektuur wil lezen, maar ook wel eens wat zou willen doen, verwijzen wij voor een duwtje in de richting, naar het telefoonnummer of het adres van de redaktie en voor deelname aan de wedstrijd naar de Stichting Jonge Onderzoekers, Postbus 4408, Amsterdam.

PS I Onderzoek is geen kwestie van een paar uren, dagen of weken. Werkelijk onderzoek strekt zich uit over jaren. Een ereplaats is dan ook nauwelijks te verwachten bij de eerste keer deelnemen aan de wedstrijd, waarbij de vraag open blijft of onderzoek de inzet moet zijn van een wedstrijd, Het lijkt op een rijeksamen, of een eksamen voor Elektronika NERG, de eerste keer slaagt slechts 1%, de tweede keer komt 20% van de eksaminandi er door en pas bij het derde eksamen is er 80% kans om erdoor te komen.
PS 2 Erger *je* niet aan het bevaderen van de stichting. Er zijn mensen bij die nog van het oude type schoolmeester zijn, maar degenen die het echte werk doen zijn alleen geboeid door het onderzoek en de resultaten ervan.

*) Voor hen die roem en geld beschouwen als egoistisch of behorende bij het establishment willen we de voordelen als kontakt met mede-onderzoekers en mogelijkheden tot verder, zo niet zeer ver gaand onderzoek ten bate van de medemens, sterk benadrukken.

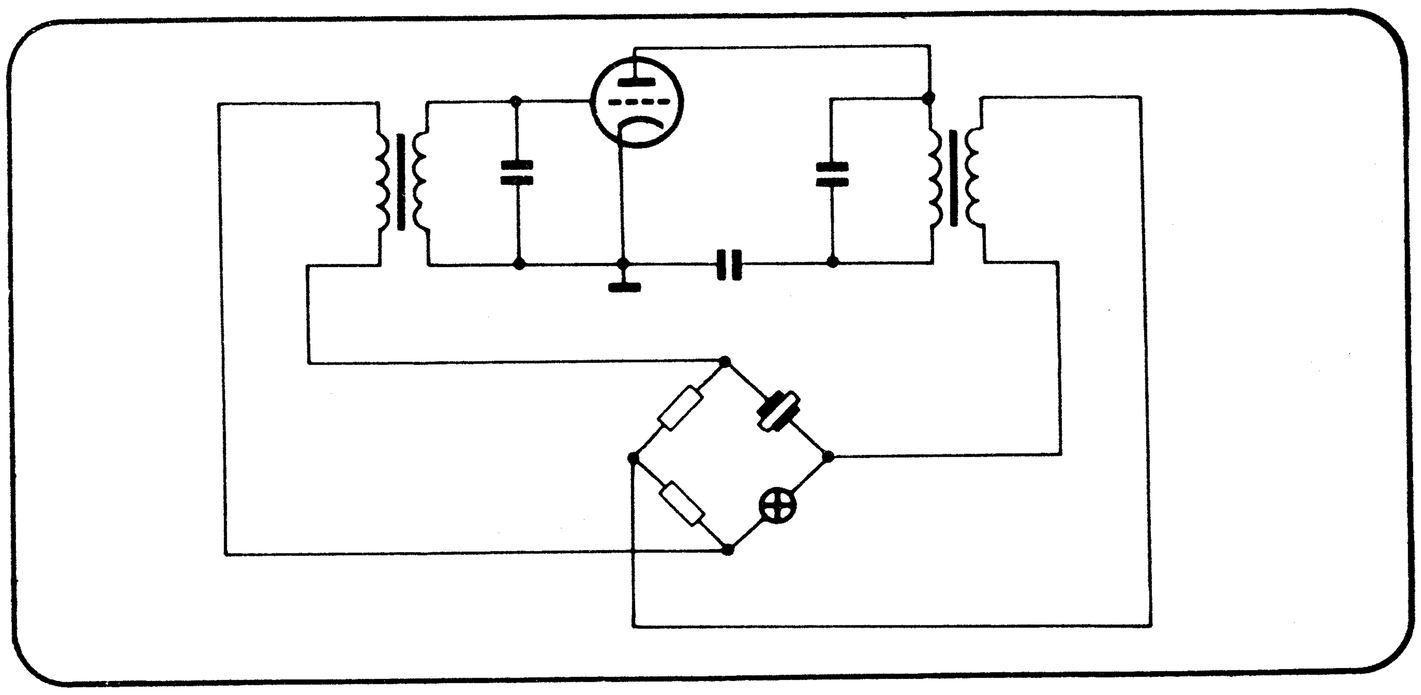
atoomklok

Opgenomen met toestemming van de Centrale Dirctie der PTT, Den Haag.

Bij diverse onderdelen van het PTT-bedrijf bestaat de noodzaak te beschikken over zeer nauwkeurig bekende en konstante frekwenties; tevens is een nauwkeurige tijdaanduiding nodig. Deze frekwenties en tijdaanwijzingen worden verkregen van apparatuur die bekend is onder de naam frekwentiestandaard en die wegens de afgeleide tijdaanwijzing ook wel kwartsklok en atoomklok wordt genoemd.

Chr.J.Sanders,
Dr. Neherlaboratorium, PTT.

Om een stabiele en nauwkeurige tijdreferentie te verwezenlijken is allereerst een basiselement nodig, dat een spanning of stroom genereert waarvan de frekwentiestabiliteit aan zeer hoge eisen voldoet. Door middel van delen en/of vermenigvuldigen kan men van deze generator meer bruikbare frekwenties en de gewenste tijdindikaties afleiden.
Bij de frekwentiestandaard kunnen de volgende onderdelen worden onderscheiden.

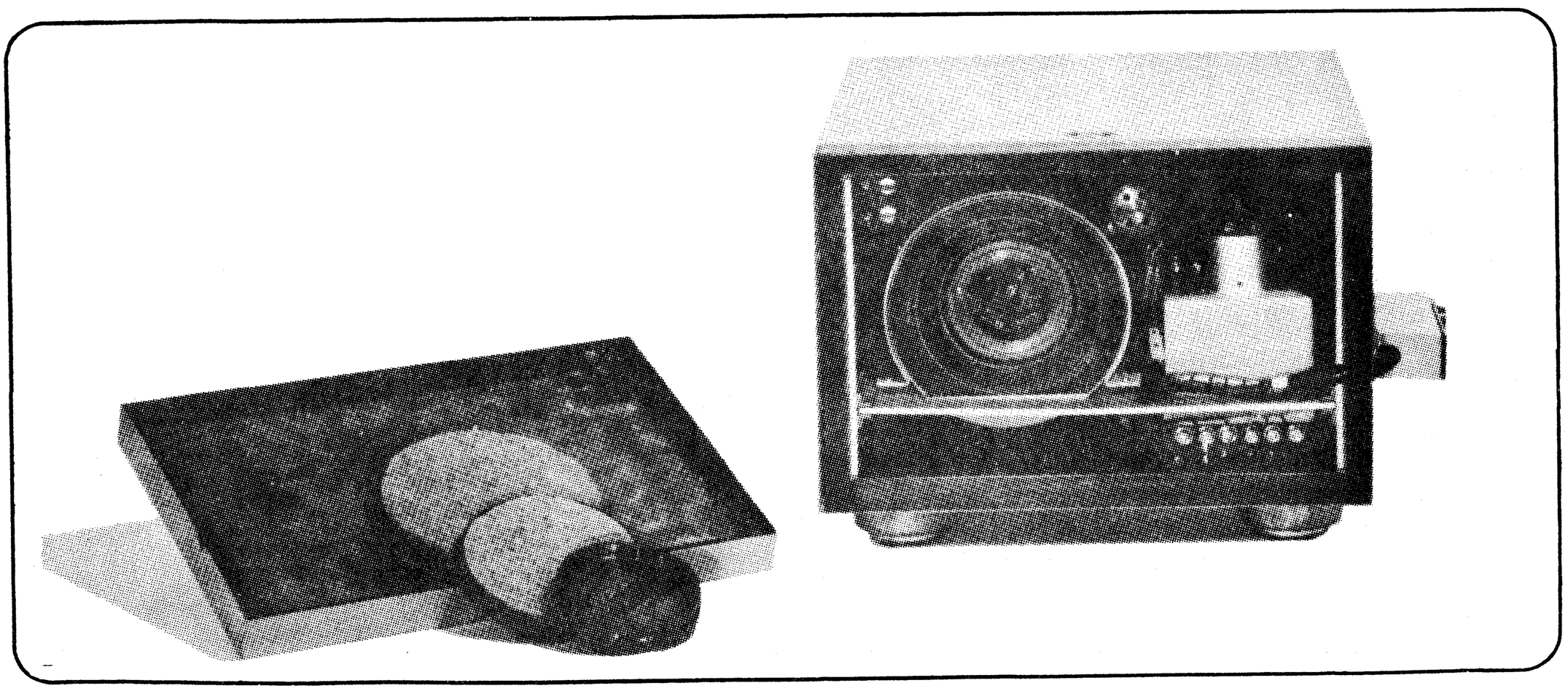


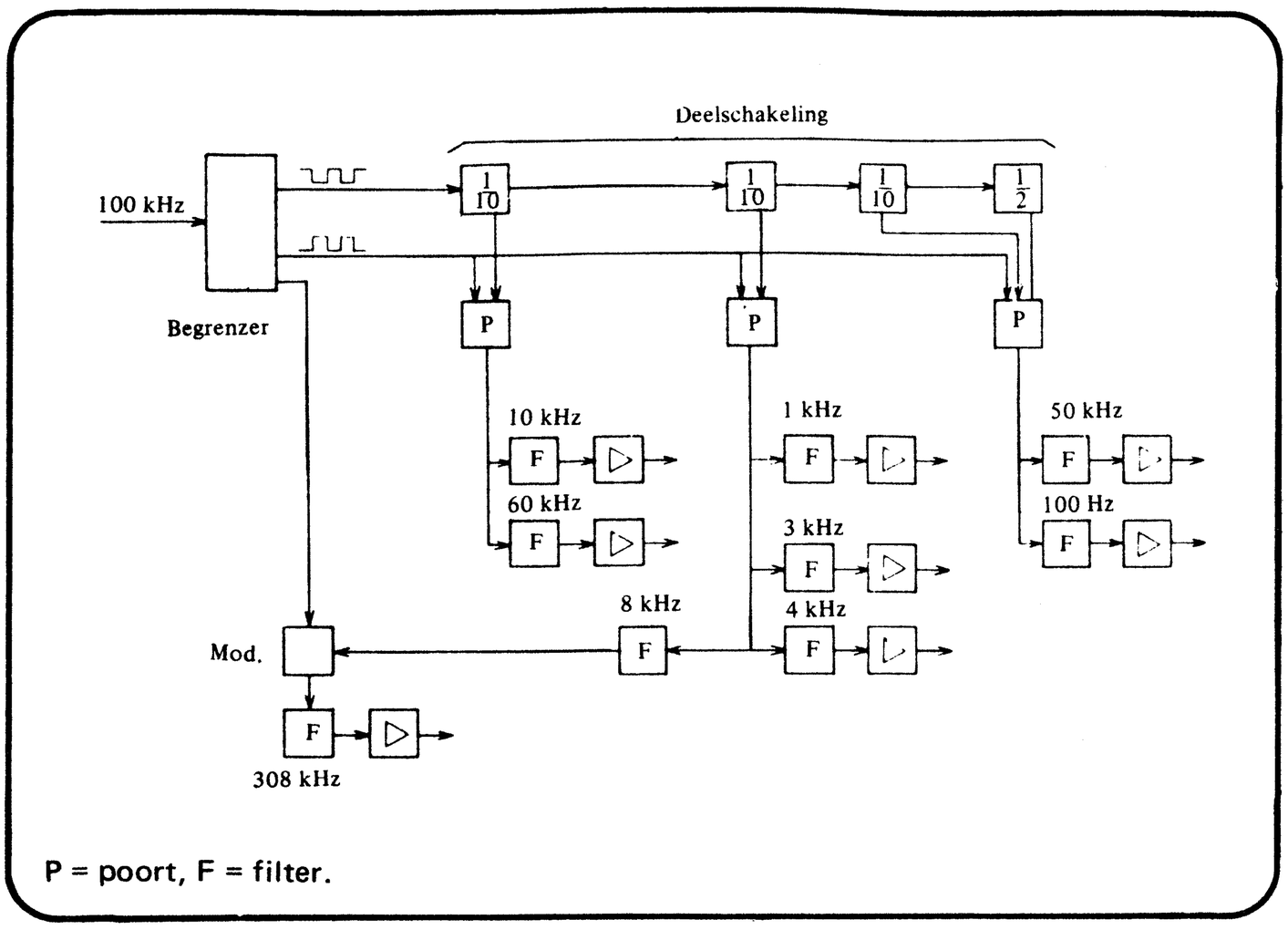
Figuur 1. Kristalgenerator waarvan alle andere standaardfrekwenties en tijdindikaties worden afgeleid.

De kristalgeneratoren

De grondfrekwentie waarvan alle andere frekwenties en de tijd worden afgeleid, is 100 kHz. De frekwentie van 100 kHz wordt verkregen van een generator, waarin het frekwentiebepalende deel een kwartskristal is. De schakeling waarin dit kristal is opgenomen, wordt meachambrug genoemd. Een dergelijke brugschakeling (zie fig. 1), die overeenkomt met een zeer sterke tegenkoppeling, gekombineerd met een grote rondgaande versterking, geeft een uitstekende stabiliteit: de maksimale frekwentievariatie veroorzaakt door de kapaciteitsverandering der buizen bij gloei- en anodespanningsvariaties van 20%, is niet groter dan 1 periode op 10^8. Door een termisch regelelement in de brug op te nemen, kan men de amplitude

Foto 1. Kristalgenerator met elektronisch geregelde binnentermostaat en een kwikkontakt buitentermostaat.





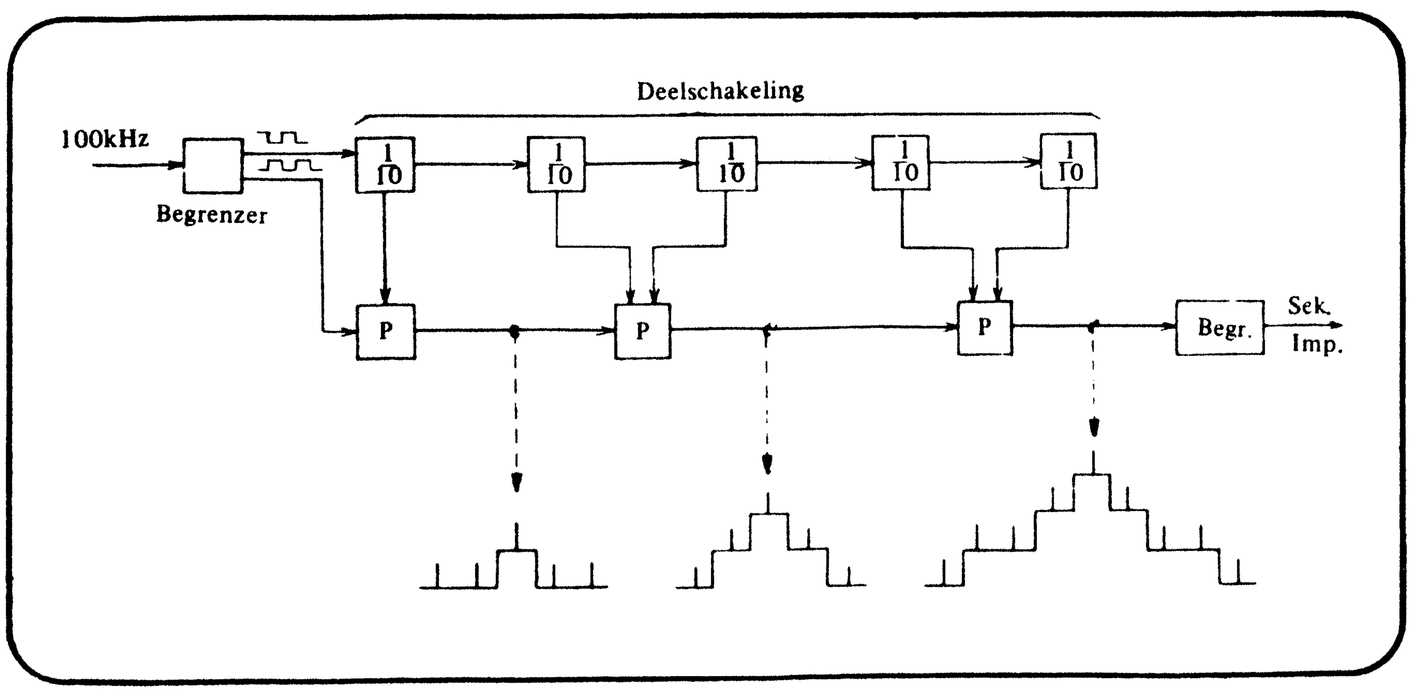
Figuur 2. Frekwentiedelers voor het verkrijgen van diverse standaardfrekwenties.

van de uitgangswisselspanning binnen zeer nauwe grenzen konstant houden. Indien de generator met een konstante gloei- en anodespanning wordt gevoed en het kristal met de schakeling in termostaten wordt gemonteerd, kan de stabiliteit tot 1.10^{-9} worden verbeterd.
Foto 1 geeft een beeld van een oscillator van 100 kHz. De buitenwanden vormen de buitentermostaat, waarin de binnentermostaat is gemonteerd. In deze laatste is het kwartskristal aangebracht; op het chassis rechts van de binnentermostaat is de generatorschakeling te zien. De beide termostaten worden elektronisch geregeld. De temperatuurvariaties in de binnentermostaat zijn niet groter dan 0,002°C. Daardoor is de temperatuurkoefficient van het kristal, die ca. $1 : 10^{-6}/°C$ bedraagt, praktisch uitgeschakeld.

Opstelling der generatoren.

Voor onderlinge vergelijking zijn drie generatoren nodig. Deze vormen een groep; als reserve is een tweede groep aanwezig. Aan iedere groep is een vierde generator toegevoegd, waarvan de frekwentie kan worden bijgeregeld. Ieder kwartskristal, hoe nauwkeurig ook geslepen en afgewerkt, vertoont een verouderingsverschijnsel, waardoor de frekwentie een bepaalde drift heeft. Voor het leveren van de absoluut juiste frekwentie en tijd zijn af en toe kleine korrekties noodzakelijk.

Figuur 3. Schakeling waarmee de sekonde-impulsen worden verkregen, ook wel klokpaneel genoemd.



Frekwentiedelers.

De deelapparatuur heeft tot taak van de 100 kHz-generator andere frekwenties af te leiden, ten eerste voor gebruik door het Dr. Neher-laboratorium (10 kHz, 1 kHz en 100 Hz), ten tweede voor andere PTT-diensten en voorts voor andere instanties die zeer konstante en nauwkeurig bekende frekwenties nodig hebben, zoals laboratoria van universiteiten en grote bedrijven, elektriciteitscentrales, de spoorwegen enz.
Via het versterkerstation in Den Haag worden 308 kHz, 60 kHz, 4 kHz, 3 kHz en 50 Hz gedistribueerd. De afgeleide sekonde-impulsen worden gebruikt voor de uitzending van het radiotijdsein over Hilversum I en II en synchronisatie van moederklokken voor PTT en derden. Aan de hand van het blokschema fig. 2 kan de afleiding der diverse frekwenties worden gevolgd.
Een begrenzende versterker maakt van de sinusvormige wisselspanning met de frekwentie 100 kHz een blokvormige wisselspanning, Een der uitgangen van de versterker stuurt een deelschakeling, welke uit drie 10-delers en een 2-deler bestaat. De uitgangen van de deelschakeling besturen poortschakelingen, waaraan tevens de blokvormige wisselspanning 100 kHz toegevoerd wordt. De poorten laten series impulsen van deze wisselspanning met een frekwentie van respektievelijk 10 kHz, 1 kHz en 50 Hz door. Via filters en versterkers worden de gewenste afgeleide sinusvormige standaardfrekwenties verkregen.
De frekwentie van 1 kHz drijft een synchroonklok aan, waarvan het sekondekontakt de sekonde-impulsen voor de tijdaanwijzing levert. Deze synchroonklok markeert de 54ste sekonde met een tweede kontakt, waarmee het begin van het radiotijdsein gemarkeerd wordt. Het radiotijdsein bestaat uit zes impulsen, waarvan ieder begin samenvalt met de sekondedoorgangen; de laatste legt tevens de minuutdoorgang vast.

Klokpanelen.

De klokpanelen leveren sekonde-impulsen ten behoeve van de interne metingen. Het blokschema (fig. 3) geeft een overzicht van de schakeling. Van de binnengevoerde wisselspanning 100 kHz worden twee blokvormige

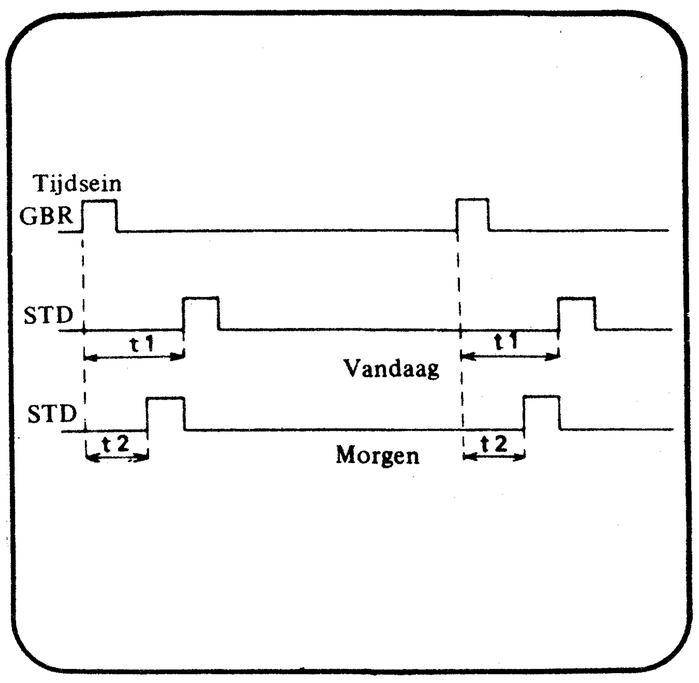
spanningen gemaakt, die in tegenfaze zijn; een van deze spanningen stuurt een serieschakeling van 10-delers, de andere wordt toegevoerd aan een poort schakeling. Van de eerste 10-deler wordt een blokspanning verkregen, die genoemde poortschakeling gedurende een impuls van het 100 kHz-signaal openhoudt. Omdat aan deze poortschakeling tevens de impulsen 100 kHz worden toegevoerd, selekteert de poort 1 op 10. Het verkregen signaal wordt aan een tweede poort toegevoerd, die door twee volgende 10-delers bestuurd wordt. In deze poort wordt met 1 op 100 geselekteerd. Een derde poort selekteert eveneens 1 op 100, zodat na de derde poort sekonde-impulsen met een fazestabiliteit, gelijk aan die van de oorspronkelijke 100 kHz-impulsen, verkregen worden. Immers, de faze-instabiliteit van de deelschakelingen is door de poortschakelingen geelimineerd. In figuur 3 zijn tevens de uitgangssignalen van de poorten aangegeven.

Bepaling van de frekwentie der 100 kHz-generatoren.

De sekonde-impulsen, verkregen van voornoemde klokpanelen, worden dagelijks vergeleken met een ander periodiek verschijnsel waarvan een grote konstantheid verwacht mag worden, nl. de rotatietijd van de aarde. Daartoe is de medewerking van de verschillende sterrenwachten noodzakelijk, waarvan een aantal via de radio tijdsignalen uitzendt. Het punt waarop de aarde 360° gedraaid is, wordt door de astronomen zo nauwkeurig mogelijk vastgelegd; daarmee wordt een tijdperiode verkregen. In de praktijk bestaan de tijdsignalen uit sekonde-impulsen, afgeleid van een frekwentiestandaard welke gekorrigeerd wordt met de tijdmetingen van de sterrenwachten. Iedere dag precies om de 24 uur worden de sekonde-impulsen van de eigen kwartsklokken vergeleken met dergelijke tijdseinen.

Een van de tijdseinen wordt uitgezonden door de Engelse zender GBR op 16 kHz van 09.55 - 10.00 GMT De signalen worden met speciaal ontworpen ontvangers (zeer korte en konstante looptijd) ontvangen en omgezet in impulsen welke een elektronische tijdmeter kunnen starten. Er is voor gezorgd dat alleen de impulsen van het tijdsein en niet de eventueel aanwezige storingen de tijdmeter doen starten.

Figuur 4. Vergelijking van het tijdsein van de standaardgenerator en de GBR-zender.



De sekonde-impulsen van de eigen klok stoppen de tijdmeter, waarna het tijdverschil kan worden afgelezen. Het getal dat het tijdverschil aangeeft, wordt via de benodigde uitgangen van de tijdmeter gebracht op een schakeling, met behulp waarvan het verkregen getal automatisch wordt afgedrukt op een elektrische schrijfmachine. De afdrukschakeling is gekombineerd met een optelschakeling, waarmee na tien afgedrukte metingen automatisch tevens de som van deze tien metingen wordt afgedrukt. Op deze wijze is een getal verkregen dat het tijdverschil met grote nauwkeurigheid aangeeft.

Indien op een dag een tijdverschil van t_1 msek wordt gemeten en op de volgende dag een verschil van t_2 msek (fig. 4), dan loopt de klok $t_1 - t_2$ msek per etmaal voor; dit noemt men de "gang" van de klok. Uit deze gang kan de frekwentie van de 100 kHz-generator, die de betreffende klok aandrijft, als volgt berekend worden. De nominale frekwentie van de generator is $(100.000+\Delta f)$ Hz. De synchroonklok zal dus steeds voorlopen als Δf positief is. 1 dag is 86400 sek$=86400(10^5+\Delta f)$ perioden. Dit zijn 86400 Δf perioden te veel, overeenkomend met een teveel van $86400\Delta f/10^5$sek. De klok loopt dus 864 Δf msek per dag voor; dit is de gemeten gang. Hieruit volgt dat: $\Delta f=$ gang/864 (mHz).

Tot nu toe is aangenomen dat aan het ontvangen tijdsein geen fouten kleven. Voor het normale gebruik van de frekwentiestandaard is de nauwkeurigheid wel voldoende, maar voor de nadere bestudering van de stabiliteit der generatoren moeten nog enige faktoren in rekening worden gebracht, nl:

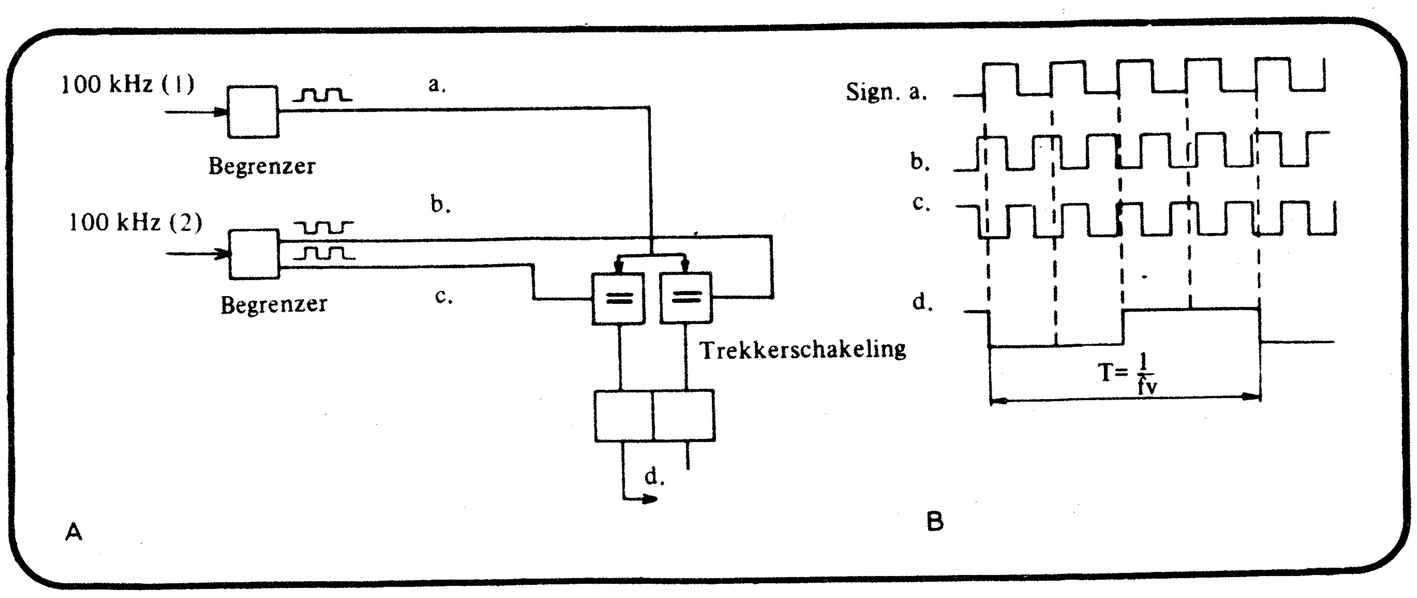
1. de drift van de frekwentiestandaard die het tijdsein uitzond;
2. de fouten in de rotatiesnelheid der aarde, die twee oorzaken hebben:
   a. de jaarlijkse fluktuatie, grotendeels een gevolg van seizoenwisselingen;
   b. de poolvariaties, veroorzaakt doordat de aardas kleine richtingvariaties maakt.

Deze fouten maken korrekties in de gemeten tijdverschillen noodzakelijk.

Meting van de onderlinge gang.

Indien het aantal zwevingen tussen twee wisselspanningen van 100 kHz in een bepaalde tijd geteld wordt, dan kan daaruit een onderlinge gang worden bepaald. Hiertoe zijn in de frekwentiestandaard twaalf zwevingstellers aanwezig. De dagelijkse opname van de stand van deze tellers geeft in kombinatie met de tijdseinwaarnemingen een kontrole van de acht generatoren die de frekwentiestandaard omvat.

Figuur 5. Kontrole van de momentele onderlinge gang van de 100 kHz-generatoren.



Kontrole van de momentele onderlinge gang.

Naast de kontrole die met behulp van de zwevingsteller wordt uitgeoefend, bestaat behoefte aan een kontrole op het kontinue gedrag der 100 kHz-frekwenties. De daarvoor benodigde apparatuur, "fazevergelijkers" genoemd, wordt evenals de zwevingstellers gestuurd door twee 100 kHz-frekwenties. Beide sinusvormige ingangssignalen worden omgezet in blokvormige signalen (zie fig. 5a). Een van deze signalen wordt toegevoerd aan de impulsingang van een trekkerschakeling. Van het tweede signaal wordt ook een signaal afgeleid, dat daarmee in tegenfaze is. Beide signalen worden toegevoerd aan de voorwaarde-ingangen van de trekkerschakeling. Omdat de frekwenties van de ingangssignalen ongelijk zijn, zal de trekkerschakeling omgeschakeld worden met een frekwentie, gelijk aan het verschil van de frekwenties der ingangssignalen (fig. 5b).
De negatief gaande flanken van de blokspanning aan de uitgang van de trekkerschakeling worden gebruikt voor het starten en stoppen van een elektronische tijdmeter. Deze meet zodoende de tijdsduur van een periode van de verschilfrekwentie. De apparatuur is in staat de veranderingen in de tijdsduur van een periode zeer nauwkeurig te bepalen; een fazefout tot 1.10^{-12} kan worden gemeten. Een digitaal/analoog-omzetter zorgt er voor dat de meting van de tijdmeter omgezet wordt in een daarmee overeenkomende spanning, die door een automaat aan een registrerende meter wordt toegevoerd en daar wordt vastgelegd. Hierna schakelt de automaat naar een volgende fazevergelijker om, waarop een andere kombinatie van 100 kHz-signalen staat.
De registrerende meter geeft een direkt overzicht van de stabiliteit der generatoren. Deze stabiliteit is over een dag $1 : 10^{-9}$, d.w.z. de 100 kHz-frekwentie maakt geen grotere afwijking dan 0,0001 Hz per dag.

Voedingsspanningen van de frekwentiestandaard.

Aan de voedingsspanningen, t.w. 250 V voor de anodespanningen en 55 V voor de gloeispanningen, worden hoge eisen gesteld, zij moeten binnen ca 0,5 V konstant blijven en altijd aanwezig zijn. Aan de eerste eis is voldaan door elektronisch te stabiliseren. Voor de voortdurende aanwezigheid van de voedingsspanningen wordt als volgt zorg gedragen. De batterij van 250 V ten behoeve van de anodespanningsvoeding wordt gebufferd door een dynamo, welke aangedreven wordt door een wisselstroommotor. Op dezelfde as is nog een gelijkstroommotor gekoppeld. Mocht de netspanning wegvallen, dan schakelt een automaat de gelijkstroommotor in op een reserve-batterij en de wisselstroommotor af; deze omschakeling werkt zeer snel, zodat geen spanningsdaling optreedt. De gelijkstroommotor en de dynamo worden beide elektronisch geregeld.
Voor de 55 V is een zelfde opstelling aanwezig. De gehele apparatuur van de frekwentiestandaard is voor de voeding in vier delen gesplitst, zodat acht van dergelijke kombinaties de voeding van de frekwentiestandaard verzorgen.

DE ATOOMSTANDAARD

Een standaardmaat voor een universeel bruikbare tijdschaal, tezamen met de middelen om een snel vergelijken mogelijk te maken, is al eeuwen lang een van de punten geweest waarop het streven van de mensheid gericht was. Sinds kort schijnt dit doel bereikt te zijn. Vele landen hebben een nieuwe tijdstandaard aangenomen, die iedere andere bekende tijdschaal ver achter zich laat: de atoomsekonde. De atoomsekonde is gelijk aan de duur, bepaald door 9.192.631.770 perioden van de frekwentie van het energiekwant tussen de niveaus F_4, mf=0, en F_3, mf=0 van het atoom caesium 133.
Sinds 3 april 1967 is de frekwentiestandaard in het Dr. Neherlaboratorium uitgebreid met een atoomfrekwentiestandaard. De afgeleide frekwenties hebben thans een stabiliteit van 1.10^{-11} gekregen.
De atoomstandaard welke thans in bedrijf is genomen, is een rubidiumgasstandaard. De werking hiervan berust op een zeer nauwkeurige overgang tussen twee energieniveaus in rubidium-87. Om van deze eigenschap een praktisch gebruik te kunnen maken heeft men de volgende opstelling en schakelingen nodig.

De rubidium-87 gascel.

De gascel bevat Rb-87 gas. Hiervan is in normale konditie ongeveer de helft der atomen op een laag energieniveau, de andere atomen bevinden zich op een hoog energieniveau. Deze twee toestanden ontstaan door de magnetische wisselwerking van de elektronen in de buitenste schil van het atoom en van de atoomkern. Als de magnetische vektoren van de elektronen in de buitenste schil en die van de kern in dezelfde richting werken, is in het atoom meer energie verzameld. Het verkeert dan op een hoger energieniveau.

Volgens de kwantumteorie kan een atoom van de ene energietoestand in de andere overgaan door opname of afgifte van een energiekwant, waarvan de frekwentie een zeer bepaalde waarde heeft, uitsluitend afhankelijk van de eigenschap van het atoom. Bij rubidium-87 is deze frekwentie 6834 13/19 MHz.

Omdat de atomen van Rb-87 ook tegen de wanden van de cel aanbotsen, kunnen ongewenste energie-overgangen ontstaan; daarom is een kleine hoeveelheid van een edelgas in de gascel gebracht, waardoor voornoemd nadeel grotendeels wordt opgeheven. Dit tweede gas beinvloed wel de frekwentie tussen de twee niveau-overgangen, doch dit heeft het voordeel dat met de hoeveelheid edelgas een afstemming op de frekwentie 6834 13/19 mogelijk is. Magnetische velden om de gascel hebben een, zij het geringe, invloed op de frekwentie; om deze reden is een drievoudig schild om de gascel gemonteerd, dat deze beschermt tegen invloeden van de omringende velden en het aardmagnetisme. Een kunstmatig magnetisch veld binnen het schild wordt gebruikt voor de fijnafstemming van de gascel.

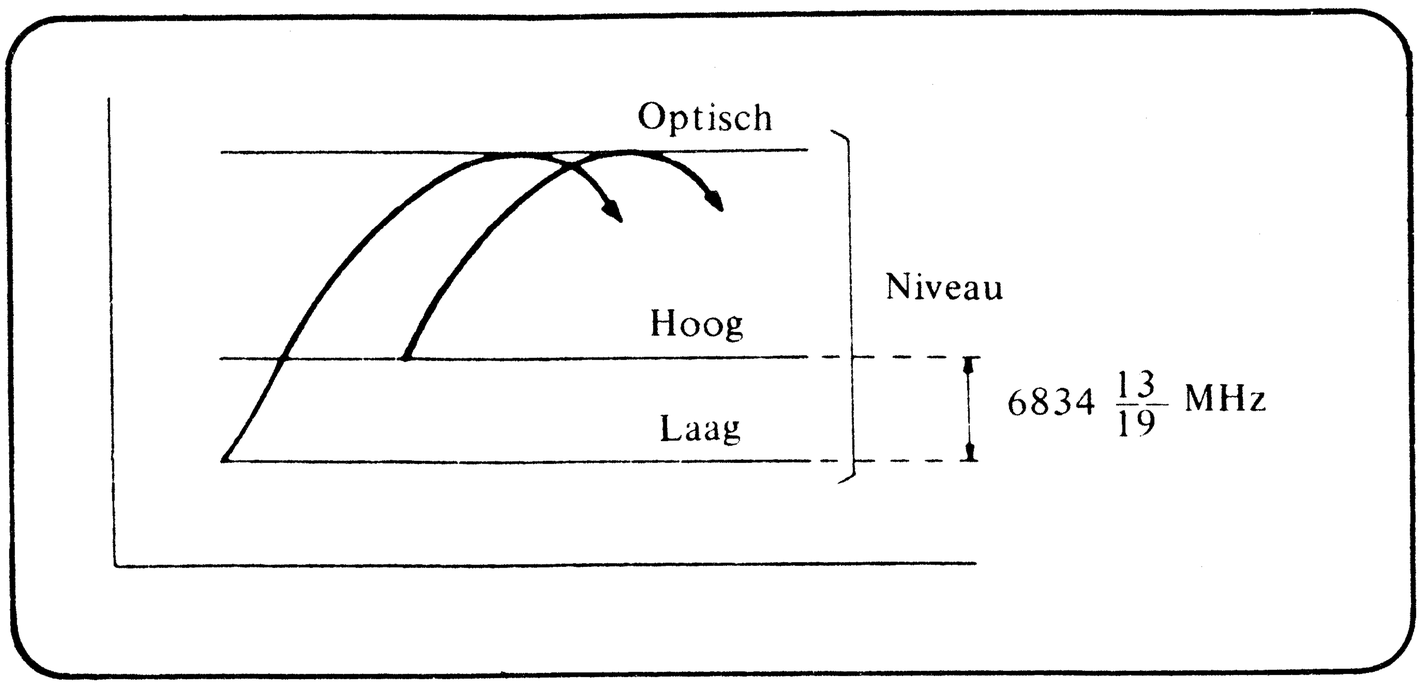
Voor gebruik van de gascel als resonator moet het evenwicht dat in de cel aanwezig is, verstoord worden door toevoeren van energie. Daartoe zijn in twee tegenoverliggende wanden vensters aangebracht, waardoor een lichtstraal in en uit kan treden. De lichtbron, bestaande uit een Rb-87 lamp, welke door een hoogfrekwente ontladingsspanning wordt ontstoken, levert twee golflengten, die overeenkomen met het verschil tussen een optisch energieniveau en de twee grondniveaus, het binnenvallende licht pompt als het ware de atomen in de gascel tot het optisch niveau, vanwaar zij spontaan terugvallen; vervolgens worden ze opnieuw opgepompt (zie fig. 6). Tussen de lichtbron en de gascel wordt evenwel een filter geplaatst, dat het licht met de golflengte die de atomen

van het hoogste grondniveau naar het optisch niveau pompt spert, zodat deze atomen niet meer naar het optisch niveau worden teruggepompt. In de gascel zullen dan vrijwel alle atomen op het hoge grondniveau komen en zal het licht slechts een kleine hoeveelheid energie moeten leveren om deze toestand te handhaven.Het licht, door de lamp uitgestraald, valt, nadat het achtereenvolgens het filter en de gascel is gepasseerd, op een lichtgevoelige cel.

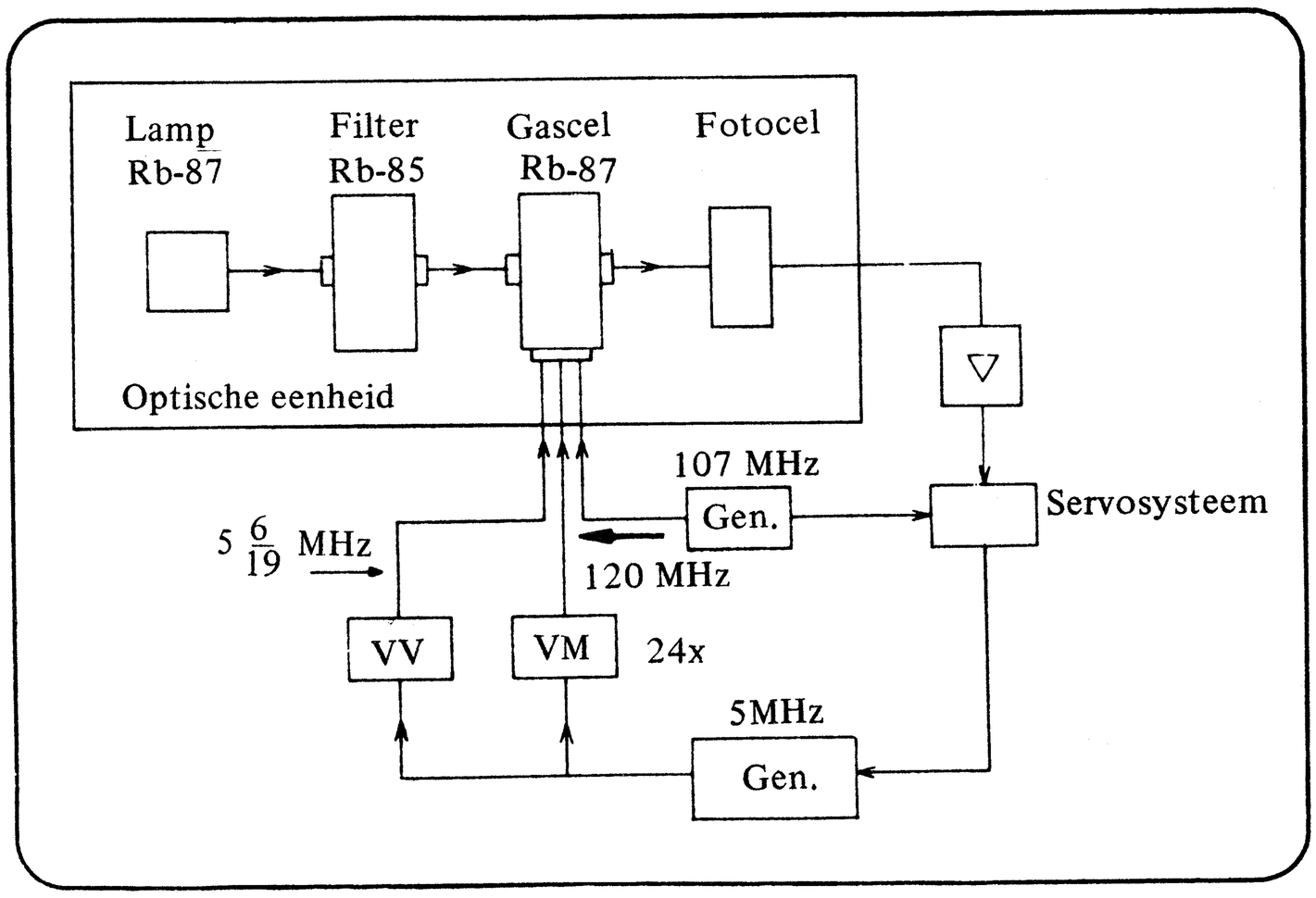
Werking van de Rb-87 gascel als resonator.

Figuur 7 geeft de opstelling van de optische eenheid en een blokschema van de elektronische schakeling. Een generator waarin een kwartskristal als frekwentie-bepalend element dienst doet, levert wisselspanning met een frekwentie van 5 MHz. Deze frekwentie wordt in een vermenigvuldigschakeling 24 maal verhoogd tot 120 MHz en daarna toegevoerd aan een varaktordiode, die in de wand van de gascel is gemonteerd. Tevens wordt een frekwentie van 5 6/19 MHz, verkregen van een vervormingsschakeling, aan de varaktordiode toegevoerd. De 57e harmonische van 120 MHz is 6840 MHz en gemengd met 5 6/19 MHz levert dit twee zijbanden op, waarvan de laagste 6834 13/19 MHz is. In de gascel Rb-87, aangestoten door deze frekwentie, wordt de atomaire overgang van hoog naar laag grondniveau gestimuleerd. Op dat moment moet het licht weer energie gaan leveren voor het herstellen van de oude toestand en zal de fotocel dus minder licht ontvangen. Afwijkingen van de juiste frekwentie worden op de fotocel herkend door de ontvangen hoeveelheid licht. Een afwijking in frekwentie zal immers minder atomen tot een overgang van het ene naar het andere niveau stimuleren, zodat de lichtcel minder energie behoeft te leveren voor het oppompen.

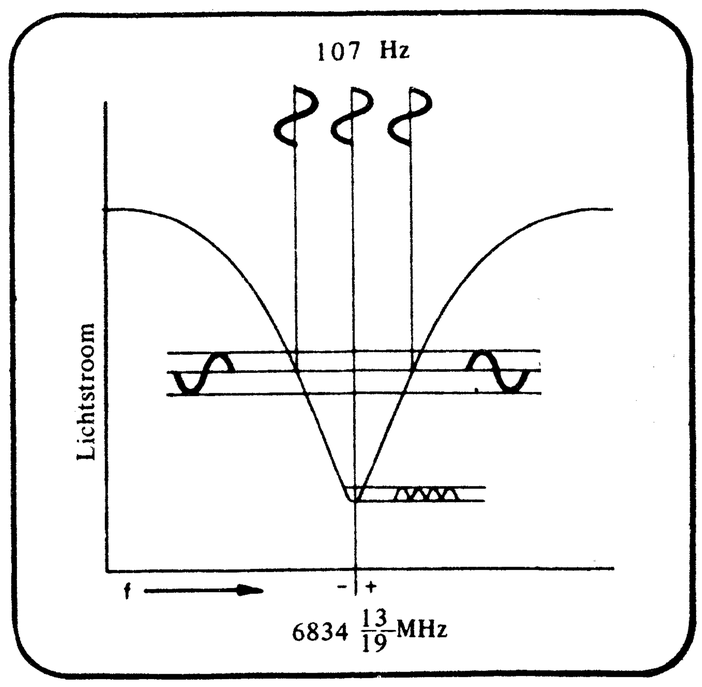
De hoeveelheid licht, door de fotocel ontvangen, kan in een resonantiekromme worden weergegeven (fig.8). De schakelingen moeten echter kunnen detekteren of de frekwentie te hoog of te laag is; daartoe wordt aan de varaktordiode nog een wisselspanning van 107 Hz toegevoerd, waarmee de frekwentie van 6834 13/19 MHz in faze gemoduleerd wordt. De wisselspanning van 107 Hz wordt van een hulpgenerator verkregen en tevens aan de fazedetektor toegevoerd. Het licht dat op de fotocel valt, is nu gemoduleerd met een frekwentie van 107 Hz, waarbij een fazeverschil van 180° in de frekwentie van 107 Hz optreedt indien de rubidiumcel wordt aangestoten met frekwenties die boven of onder de overgangsfrekwenties van het rubidiumgas liggen. De fazedetektor geeft dan een positieve of negatieve regelspanning, waarmee de servo-apparatuur bestuurd wordt. Op deze wijze wordt de kwartsgenerator op de juiste frekwentie gehouden. Het eindresultaat is dat de generator, die zelf een frekwentiestabiliteit van 1.10^{-9} heeft, nu stabiel is op 1.10^{-11} voor metingen van korte duur en over langere perioden, bij voorbeeld een jaar, binnen 5.10^{-11} blijft.



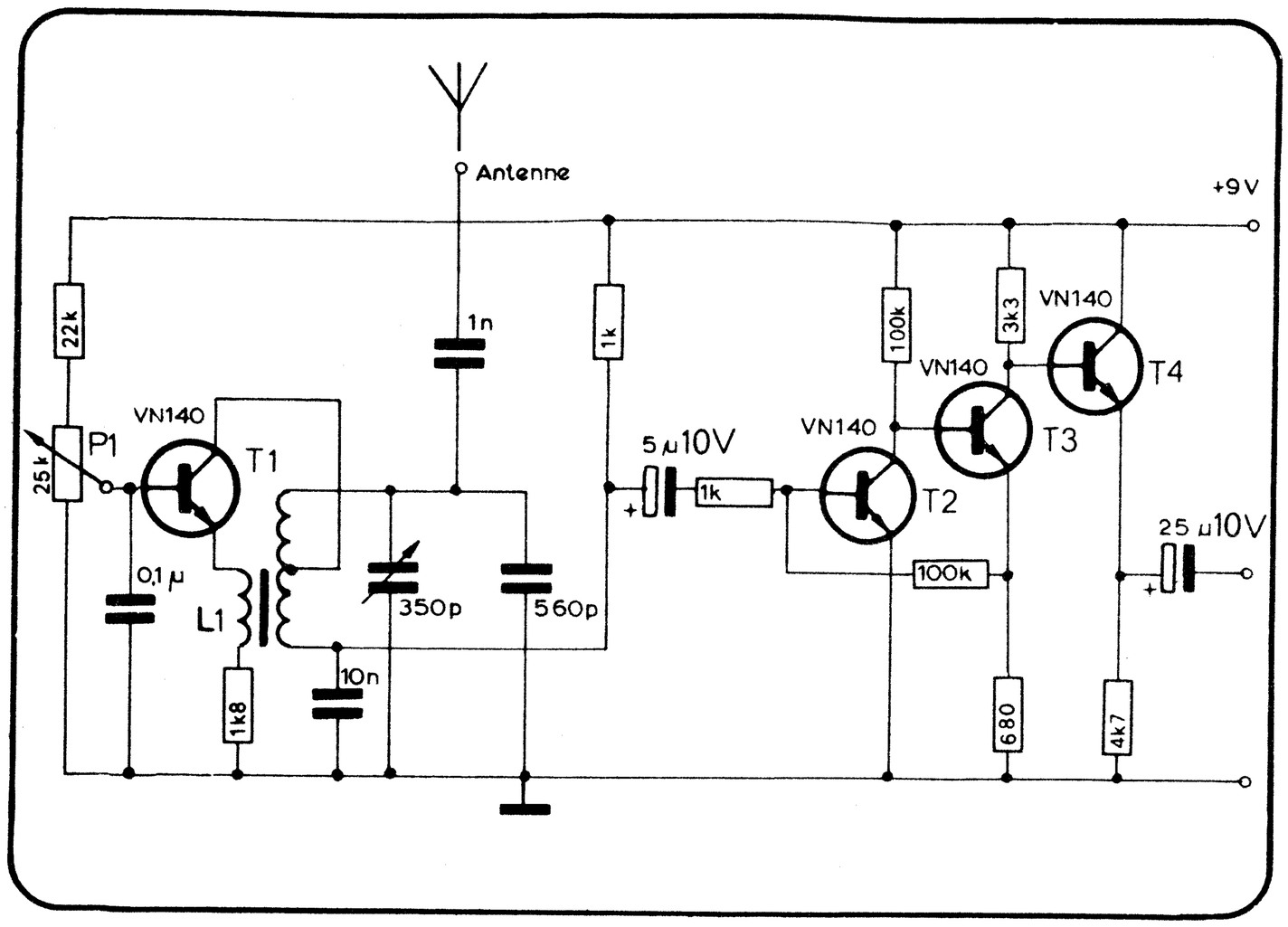
Figuur 6. Verhoging van het energieniveau der atomen t.g.v. het opvallende licht.



Figuur 7. Opstelling van de optische eenheid en het blokschema van de bijbehorende elektronische schakeling.



Figuur 8. Resonantiekromme van de door de fotocel ontvangen hoeveelheid licht als functie van de frekwentie.



Figuur 1. Schema van de Atoomklok, d.w.z. het ontvangerdeel voor 75 kHz, waarmee de door een atoomklok met een nauwkeurigheid van 0,0001 sekonde gestuurde tijdsignalen worden ontvangen.

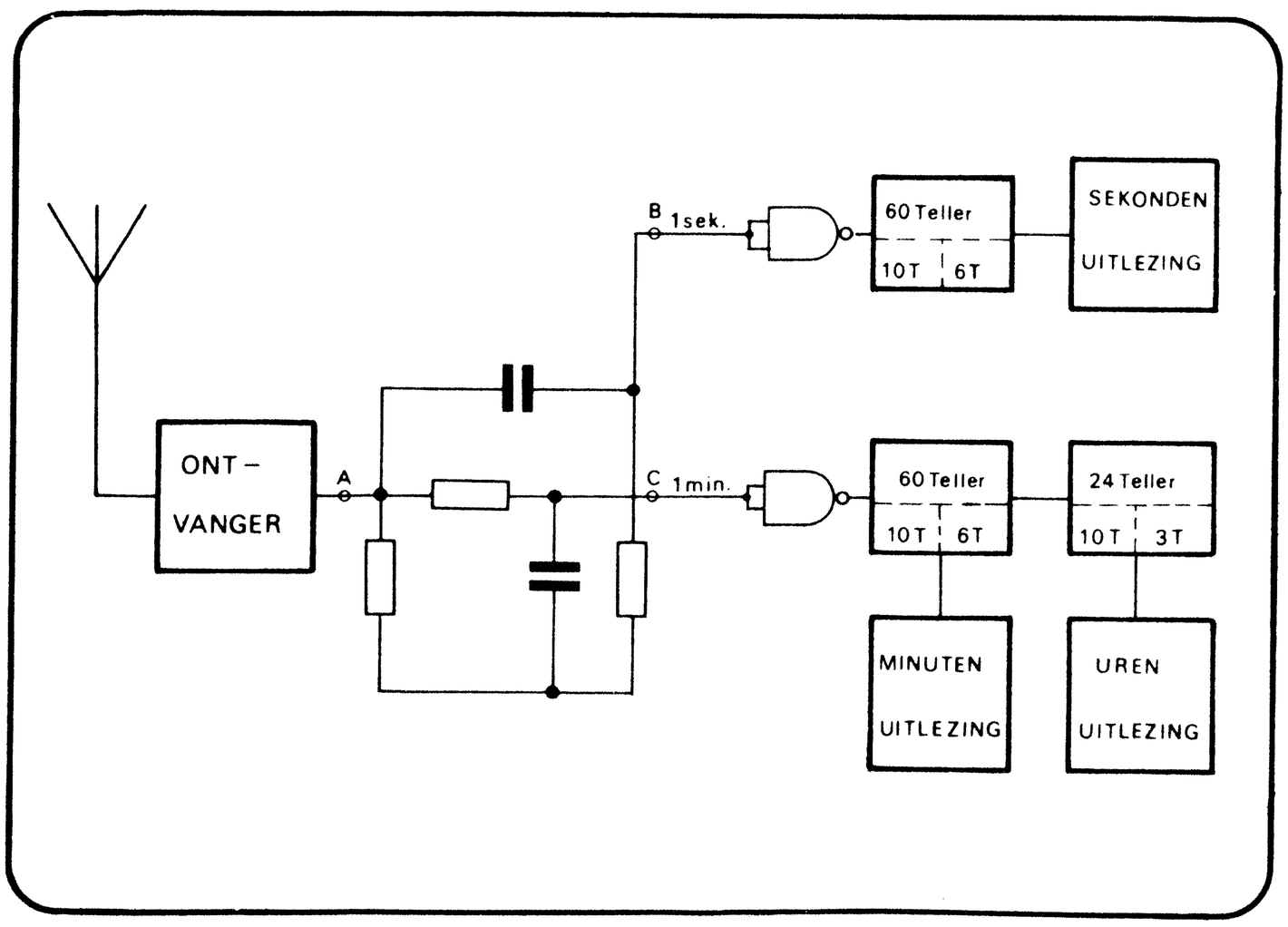
atoomklok voor zelfbouw

Door gebruik te maken van de door een lange-golf-station uitgezonden tijdsignalen, die ontleend worden aan een z.g. atoomklok, kan een digitaal uurwerk met een nauwkeurigheid van 10^{-4} worden verkregen.

ORION 11, (1966) No. 98 .

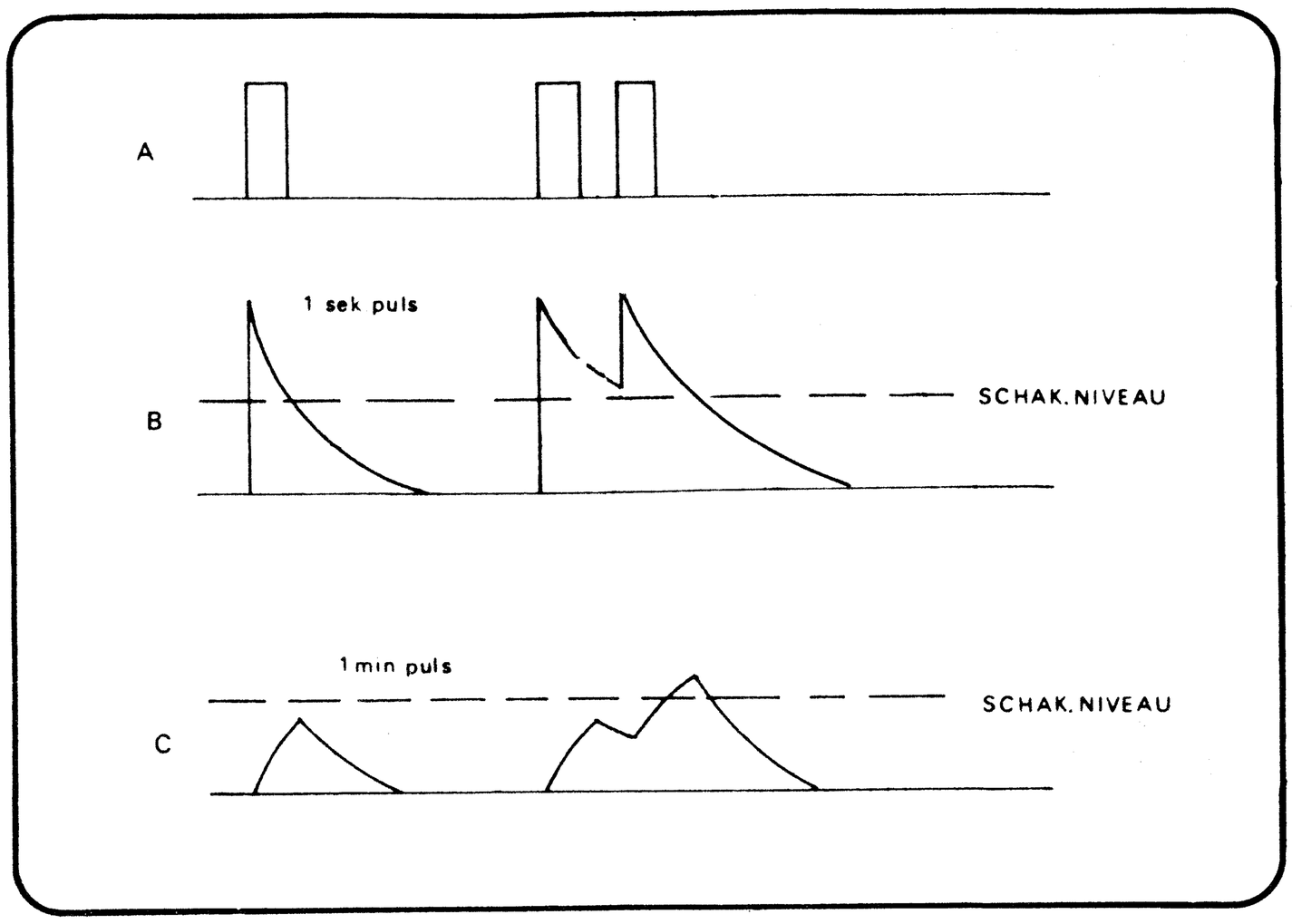
Bij het ontwerpen van een digitaal uurwerk wordt meestal uitgegaan van een stuursignaal dat ontleend wordt aan het net of aan een kristaloscillator. Het lichtnet levert redelijk nauwkeurige signalen, terwijl eventuele afwijkingen in de loop van een etmaal worden gekorrigeerd. Een kristal als regelelement in een oscillator is algemeen bekend om zijn nauwkeurigheid, vooral als de temperatuur konstant blijft, b.v. door het kristal te verwarmen in een z.g. kristaloven. Voor een klok is een dergelijk kristal onbruikbaar door de te hoge kosten. De meest betrouwbare uurwerken zijn de z.g. atoomklokken waarvan de werking berust op de frekwentie van de energiekwant die opgenomen of afgegeven wordt als een atoom van energieniveau verandert. Deze zeer hoge frekwentie wordt via deling teruggebracht tot tijdseenheden van één sekonde. Er zijn reeds een aantal caesium klokken (b.v. VN-gebouw in de V.S.) en rubidium klokken in werking. Belangrijker voor ons doel is echter, dat de verkregen eksakte tijden d.m.v. verschillende zenders worden uitgestraald. In de V.S. levert de zender WWS tijdsignalen op de korte golf en in Europa zendt DIZ, Namen op 4,5 MHz (ca. 66 meter) elke sekonde een punt en elke minuut een streep uit. De KG is echter zonder gekompliceerde en dus kostbare apparatuur niet storingsvrij te ontvangen. De zender Ru en de nog jonge zender HBG, Prangins (Genève) zenden op de lange golf uit en kunnen storingsvrij ontvangen worden met eenvoudige apparatuur .

De zender HBG is altijd in de lucht op een frekwentie van 75 kHz (4000 m). Er wordt een ongemoduleerd signaal uitgezonden, dat bij het begin van elke sekonde voor de duur van 0,1 sekonde wordt onderbroken. Het begin van elke pauze is het begin van een sekonde. De minuut wordt



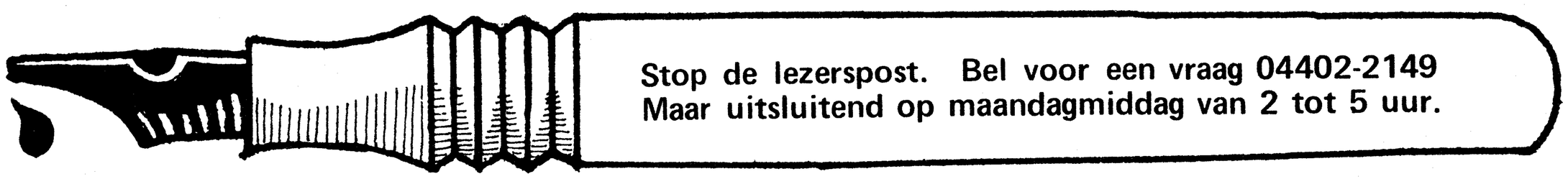
Figuur 2. Indien men de ontvanger koppelt aan een digitale klok is het raadzaam om de sekonden en minuten via een eenvoudig netwerkje te splitsen, zodat ook direkt met een zestigteller de sekonde-uitlezing kan worden verkregen. De minutenpuls wordt gebruikt voor een direkte minuten-uitlezing en via de 24-deler voor de uren-uitlezing.

aangegeven door 0,1 sekonde na de nulsekonde een ekstra pauze van 0,1 sekonde toe te voegen. De stijgtijd van de impuls is natuurlijk ook belangrijk voor de nauwkeurigheid. Aangezien de stijg- en daaltijd 0,001 sekonde is, is een betrouwbaarheid van de tijdaanduiding te bereiken van ongeveer 10^{-4} sekonde. De zender wordt gestuurd door atoomklokken in het observatorium Neurenberg. Minuten en uren worden natuurlijk niet aangegeven, maar het zal geen probleem zijn met de tijdsignalen een andere grove tijdsindikatie te gebruiken om het aan de ontvanger gekoppelde uurwerk te synchroniseren. Een nadeel van het systeem is ongetwijfeld dat een lange antenne nodig is (ca. 10-30 meter) om een storingsvrije ontvangst te waarborgen. Met een sprietje zal al gauw de strijkbout van de buurvrouw ekstra pulsen toevoegen. Nu kan natuurlijk daartoe een eenvoudige tijdunit in de ontvanger worden opgenomen, die de toegang naar de klok steeds voor een periode van 0,89 sekonde sluit na elk binnengekomen signaal. De ontvanger zelf is van de meest eenvoudige vorm en berust op het alhaast vergeten audionprincipe. Behalve de voordelen van eenvoud, hoge versterking en detektie heeft de audionschakeling nog als ekstraatje, dat ook ongemoduleerde signalen hoorbaar worden gemaakt. Een z.g. BFO (beat frequence oscillator) dat wil zeggen een ekstra oscillatortrap tussen de middenfrekwentversterker en de detektor, die in een kommunikatieontvanger bijvoorbeeld wordt gebruikt voor het hoorbaar maken van ongemoduleerde telegrafiesignalen, is niet nodig. Bij de rechtuitontvanger wordt door sterke terugkoppeling het audion zelf tot oscilleren gebracht, zodat het hoorbaar maken er gratis bijkomt. In de normale ontvangsttechniek is de audion al lang verworpen, omdat het



Figuur 3. De pulsvorm welke de ontvanger afgeeft en hoe dit wordt gefilterd en geïntegreerd.

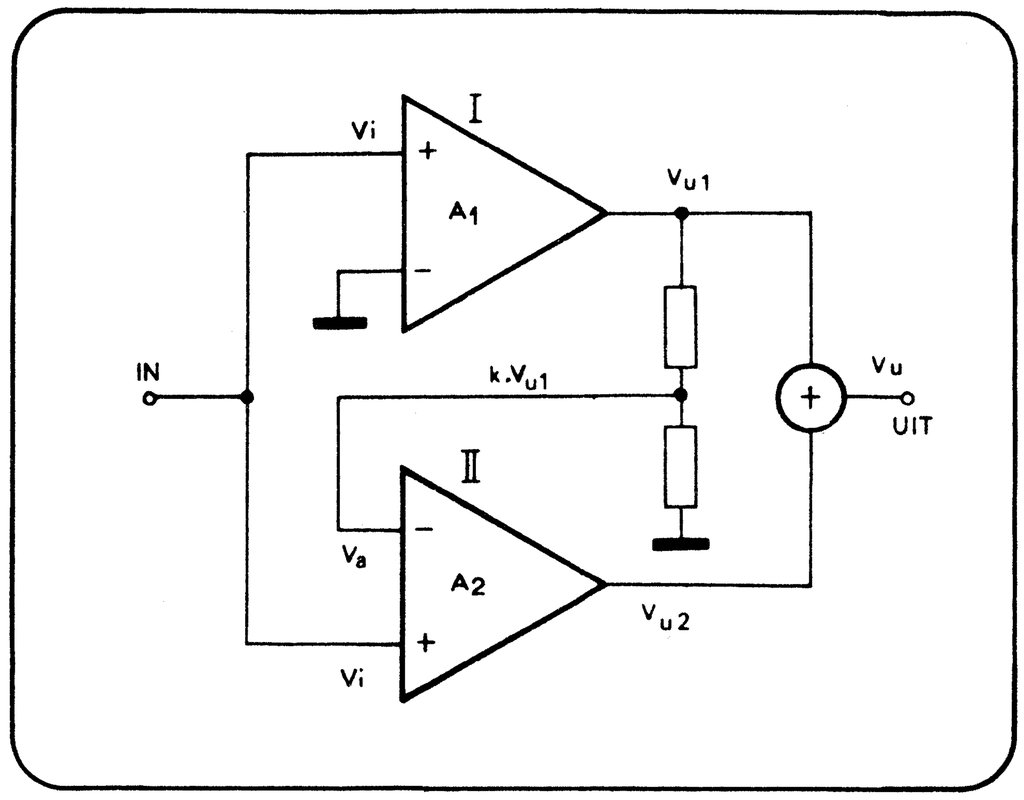
enige vaardigheid vereist de ontvanger op de rand van oscilleren in te stellen voor maksimale gevoeligheid. In dit geval is er echter juist sprake van een voordeel boven b.v. de superhet, mede doordat eisen als bandbreedte en vervorming geen rol spelen. De audiontransistor T_1 kan in principe elke transistor zijn, omdat er geen HF-eisen gesteld worden. De mate van terugkoppeling wordt geregeld door potmeter P_1, die de basisspanning van T_1 bepaalt. De spoel kan natuurlijk gekocht worden als lange golfspoel, maar in de praktijk zal dat wel problemen met de leverbaarheid opleveren. Ideaal is het om de spoel, die 4 mH moet zijn, te wikkelen op een potkern P 11/7 (Philips bestelnummer 122040) of een E-kernsamenstelling E-30 (Philips bestelnummer 122211). Op de eerste moeten dan 90 windingen komen met een aftakking op 50 windingen vanaf massa en op de E-kern 80 windingen met een aftakking op 45 windingen. De koppelspoel L_1 is voor de potkern 14 windingen en voor de E-kern 13 windingen. Voor beide spoelen wordt 0,3 mm geëmailleerd koperdraad aanbevolen. Vanuit de liever 30 dan 10 meter lange antenne wordt het tijdsignaal aan de ingang met 1000 pF gelegd. De audionkring zet het signaal om in een laagfrekwentsignaal, dat via een versterker met T_2 en T_3 wordt versterkt tot een niveau van 5 Volt en door een emittervolger T_4 tot een voor elke digitale klok „leesbaar" signaal wordt getransporteerd. Het ontwerp zal wat betreft de bouw weinig problemen opleveren. Het uitgangssignaal is zonder meer geschikt om via een hoogohmige telefoon beluisterd te worden, terwijl de terugkoppelingsregelaar P_1 dan als volumeregelaar fungeert.



zie ook pagina 1237

toevoeging van het ontbrekende

Om een nauwkeurige versterkingsfaktor te verkrijgen wordt meestal tegenkoppeling toegepast. Hierbij bestaat echter een groot gevaar voor oscilleren. Door gebruik te maken van Toevoeging van het Ontbrekende kan eveneens een grote mate van nauwkeurigheid worden bereikt, echter zonder gevaar voor instabiliteitsverschijnselen.



Figuur 1. Schematische voorstelling van het principe van toevoeging van het ontbrekende

R.G. van Vliet

Een bekende manier, om aan een versterker een nauwkeurig vastgelegde versterkingsfaktor te geven is tegenkoppeling. Hierbij wordt een gedeelte van het uitgangssignaal in tegenfaze weer aan de ingang toegevoerd. Het gevaar dat hierin schuilt ligt in het feit, dat voor bepaalde (vaak hoge) frekwenties een dusdanige ongewenste fazedraaing optreedt, dat meekoppeling ontstaat en het systeem gaat oscilleren.

Een andere minder bekende manier om tot een nauwkeurige schakeling te komen is het principe van toevoeging van het ontbrekende; een naam, die welhaast voor zichzelf spreekt. Er wordt hierbij geen gebruik gemaakt van een teruggekoppeld systeem, zodat van oscilleren t.g.v. ongewenste meekoppeling geen sprake kan zijn.

De korrektie vindt nu niet meer plaats bij het ingangssignaal, maar bij het uitgangssignaal. Daarom is voor de uitvoering van 't principe een tweede versterker nodig, die het korrigerende signaal op voldoende niveau kan brengen.

Schematisch kan het principe worden uitgevoerd als in fig. 1 is weergegeven. Het ingangssignaal V_i wordt versterkt door versterker I. Een gedeelte van het uitgangssignaal (V_a) wordt toegevoerd aan de inverterende ingang van versterker II. De spanning V_a bevat de vervorming welke veroorzaakt is door versterker I. Indien nu de amplitude van V_a gelijk is aan de ingangsamplitude (V_i) dan zal het verschil tussen deze spanningen uitsluitend bestaan uit die vervorming (harmonische van V_a). Dit verschil (V_i-V_a) wordt door versterker II versterkt en in tegenfaze opgeteld bij de uitgangsspanning van versterker I. Dit betekent dat bij een juiste keuze van de faktoren A_1, A_2 en k de vervorming van het totale uitgangssignaal in sterke mate wordt verkleind. Wiskundig kan een en ander als volgt worden beredeneerd.

$$V_{u1} = A_1 \cdot V_i$$

$$V_{u2} = A_2 (V_i - V_a) = A_2 V_i (1 - A_1 k)$$

Hieruit volgt:

$$V_u = V_{u1} + V_{u2} = (A_1 + A_2 - A_1 \cdot A_2 \cdot k) \cdot V_i \quad \ldots (1)$$

Indien nu de gewenste versterking A_g bedraagt terwijl A_1 en A_2 elk een gedeelte x resp. y afwijken van A_g dan kan men schrijven:

$$A_1 = A_g(1 + x)$$

$$A_2 = A_g(1 + y)$$

Na substitutie in vergelijking 1 levert dit:

$$\frac{V_u}{V_i} = A_g(2 + x + y) - A^2_g k(1 + x + y + xy) \quad \ldots (2)$$

Door nu de verzwakking van de weerstandsdeler (1/k) gelijk te maken aan A_g, d.w.z. $A_g \cdot k = 1$, ontstaat de volgende uitdrukking:

$$\frac{V_u}{V_i} = A_g(1 - xy) \quad \ldots (3)$$

Deze wiskundige uitdrukking zegt in feite dat de uiteindelijke afwijking gelijk is aan het produkt (xy) van de afwijkingen van elke versterker afzonderlijk. Indien de maksimale afwijking of vervorming van elke versterker 10 % bedraagt dan is de totale vervorming kleiner dan 1 %.

Het nadeel, dat bij de uitvoering van deze schakeling een ekstra versterker moet worden gebruikt is van weinig betekenis, aangezien deze versterker slechts het kleine korrektiesignaal te verwerken krijgt en dus maar een gering uitstuurbereik hoeft te bezitten.

In veel gevallen waar dit principe wordt toegepast beschikt men slechts over inverterende versterkers met één ingang (bijv. versterkertrap met één transistor). De schematische voorstelling hiervan is weergegeven in fig 2. Het principe is natuurlijk eksakt het-

zelfde en men kan de uitgangsspanning op analoge wijze berekenen als in het voorgaande. De uiteindelijke versterkingsfaktor bedraagt hier

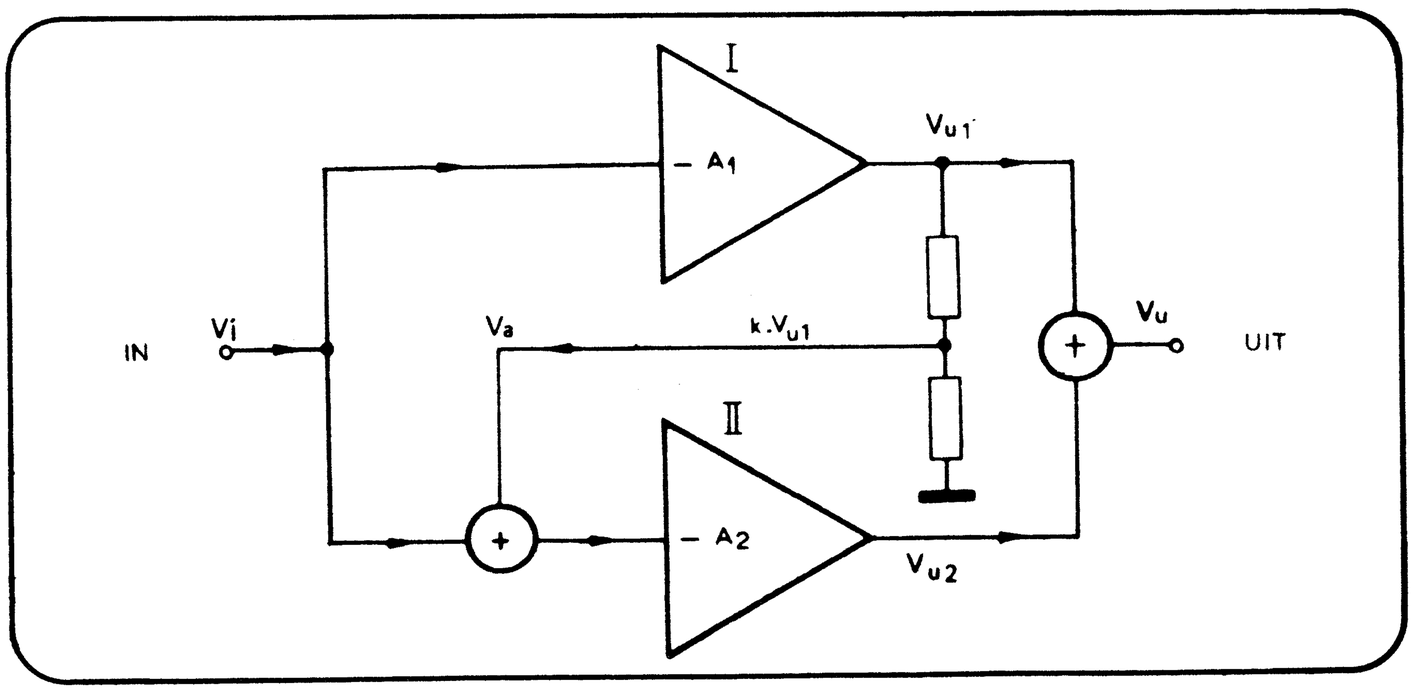
$$A = \frac{V_u}{V_i} = -A_g(1\text{-}xy)$$

Een eenvoudige toepassing van het principe van toevoeging van het ontbrekende is de nauwkeurige wisselspanningsversterker van fig. 3. Hierbij is uitgegaan van twee eenvoudige versterkertrappen (T_1 en T_2), die ieder ongeveer 20x versterken. Bij het optellen van signalen aan de kollektoren van beide transistoren (d.m.v. de weerstanden R_4 en R_5) gaat een faktor 2 aan signaalspanning verloren, zodat de schakeling 10x versterkt. R_4 en R_5 hoeven niet precies 4k7 te zijn, maar moeten wel nauwkeurig aan elkaar gelijk zijn, omdat fouten hier direkt van invloed zijn op het uitgangssignaal.

De verhouding van R_2 en R_1 is zeer belangrijk, omdat hierdoor de uiteindelijke versterking wordt bepaald ($A_g = 1/k$). De waarde van R_3 is weer van minder belang, maar moet wel ongeveer overeenstemmen met die van R_2. Eventueel kunnen voor R_1 t/m R_5 uitgezochte koolweerstanden worden gebruikt.

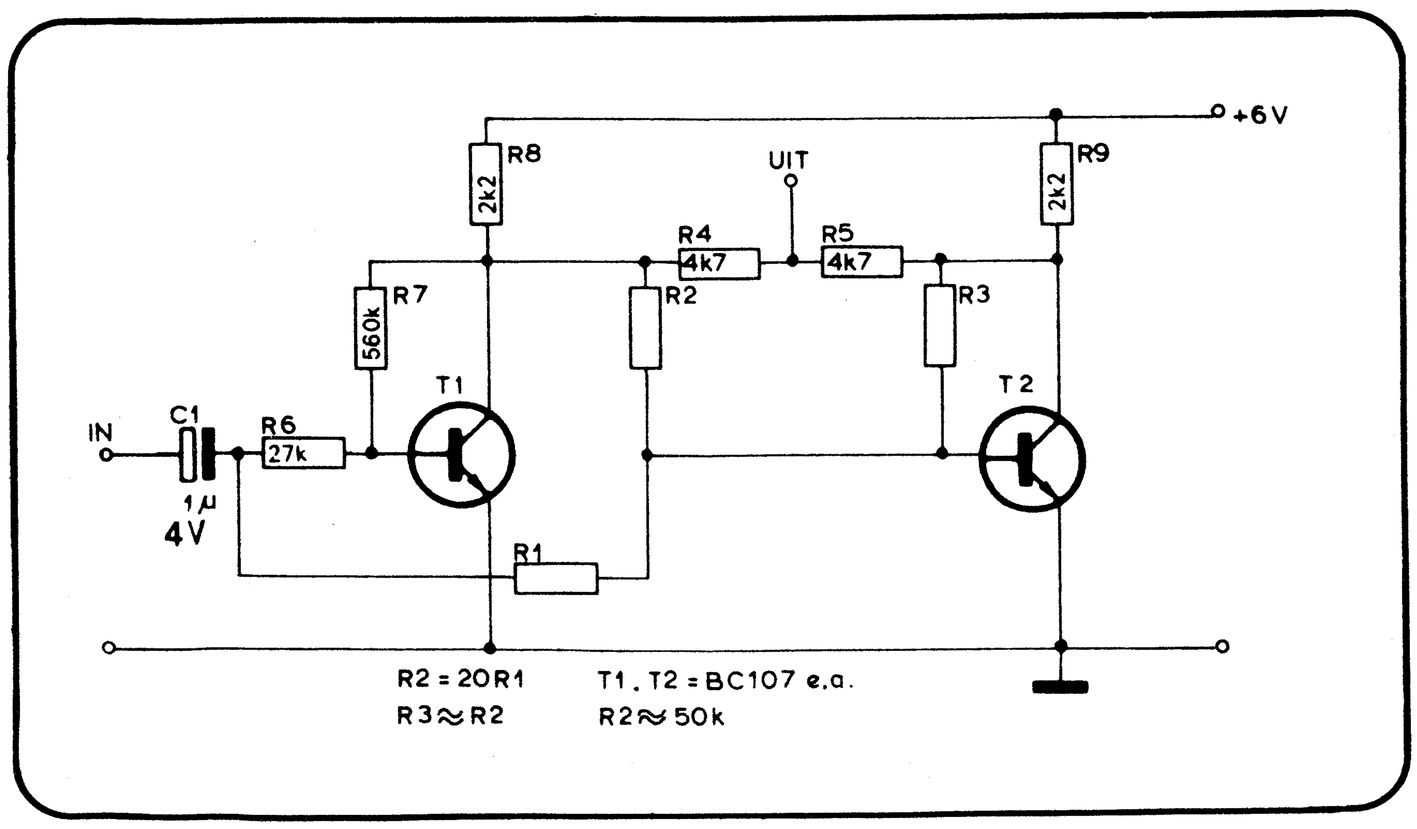
Met deze schakeling kan zonder moeite een nauwkeurigheid worden bereikt van enkele tiende procenten. Indien hoge eisen worden gesteld verdient het aanbeveling om voor T_1 en T_2 identieke transistoren te gebruiken.

Het beschreven principe vindt zijn oorsprong in het boek „Instrumentele Electronica" van de professoren Zaalberg en Klein. (Philips Techn. Bibli.).



Figuur 2. Toevoeging van het ontbrekende m.b.v. twee inverterende versterkers.

Figuur 3. Praktische schakeling waarmee een grote nauwkeurigheid van de versterking wordt bereikt (dus geringe vervorming).



Waarom de lezerspost stoppen!

Het beantwoorden van technische vragen die ons door lezers worden gesteld is een tijdrovende bezigheid. Op zichzelf is dit geen bezwaar, we willen graag weten wat er aan problemen en gedachten bij de lezers leeft. Dat we ons echter toch genoodzaakt zien enige beperkingen aan de lezerspost op te leggen is een direkt gevolg van de enorme stroom lezerspost die ons bereikt heeft waardoor een grote achterstand is ontstaan.
Deze ruime achterstand die in de beantwoording van de lezerspost is ontstaan maakt het nodig enige punten naar voren te brengen die een vlotte afwerking bevorderen.

1. Het technische vragenuurtje op iedere maandagmiddag van 2 tot 5 uur is bedoeld als de belangrijkste en snelste manier voor het geven van lezersservice.

2. Als u niet in de gelegenheid bent op maandagmiddag te bellen, kunnen de schriftelijke vragen mogelijk zo geformuleerd zijn dat wij met een korte beantwoording kunnen volstaan.

3. De schriftelijke vragen zullen zich in principe moeten beperken tot die, welke betrekking hebben op in Elektuur gepubliceerde artikelen.

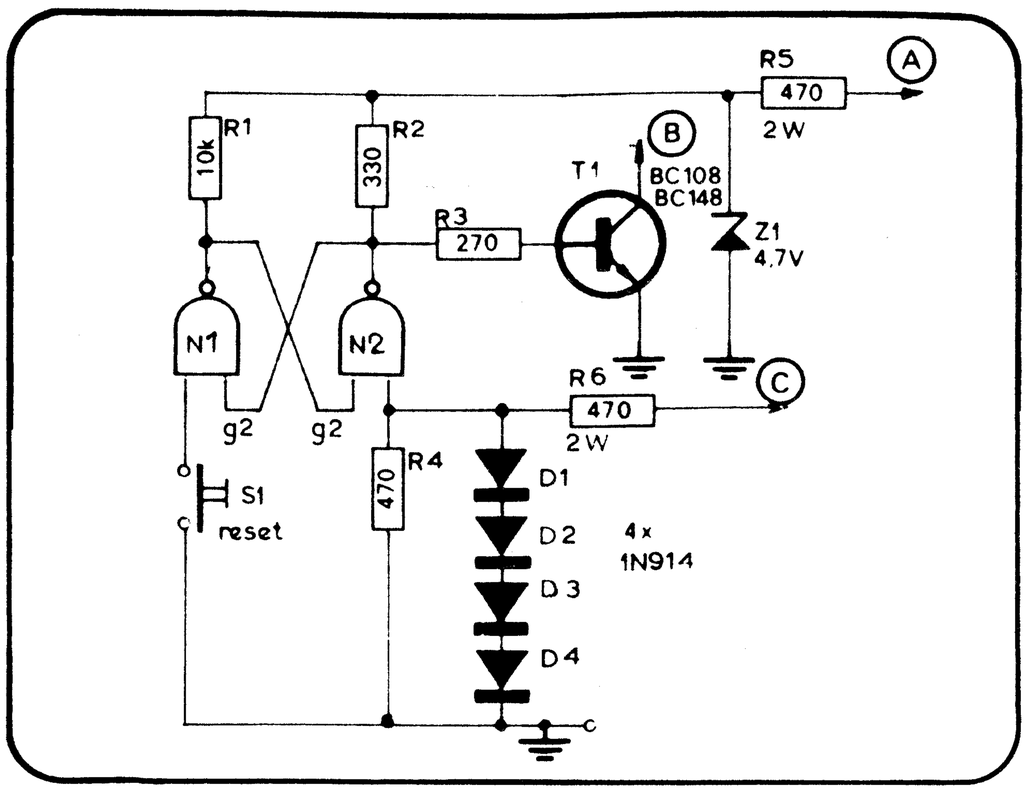
4. In de linkerbovenhoek van de enveloppe vermelden „LEZERSPOST".

5. Technische vragen nooit op een formulier met vragen of mededelingen voor de administratie of printservice.

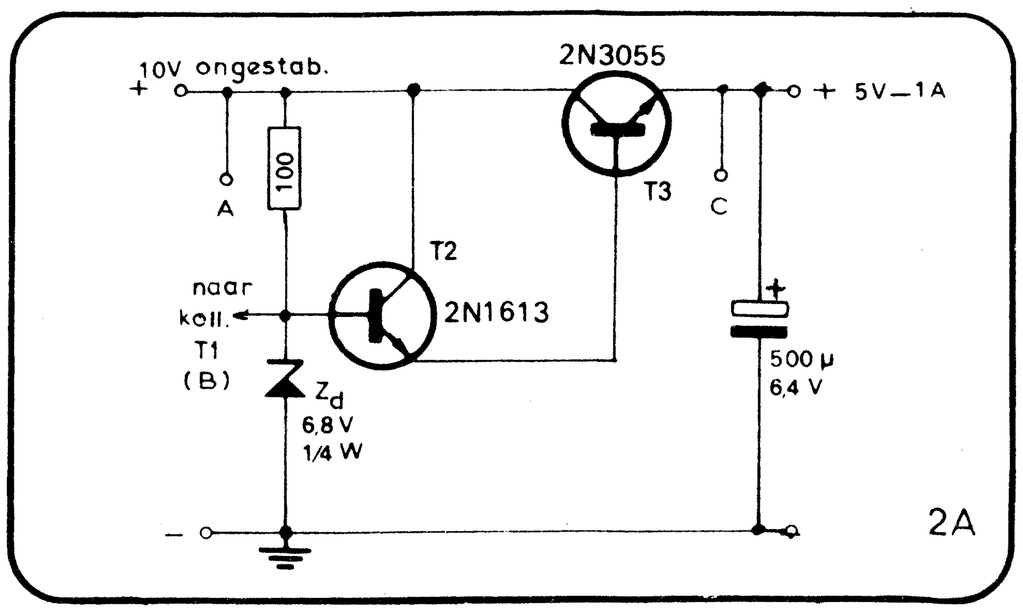
Het in acht nemen van deze punten zal de lezersservice ten goede komen.

elektronische Lesley

Bij het samenstellen van dit nummer heeft de redaktie het geplande artikel "elektronische Lesley" wegens onvolkomenheden in de schakeling teruggetrokken.



Figuur 1. Het komplete schema van de kortsluitbeveiliging, welke de voeding kan uitschakelen met een snelheid van minstens 1 μsek.



Figuur 2. Enkele, reeds in elektuur beschreven, typen gestabiliseerde voedingen waarbij de plaatsen, waarop de schakeling moet worden aangesloten, duidelijk zijn afgebeeld.

kortsluitbeveiliging voor

T.H. van Coehoorn

In veel zelfbouw voedingsapparaten ontbreekt vaak een of andere vorm van kortsluitbeveiliging. De hier beschreven schakeling biedt voor deze gevallen een afdoende oplossing.

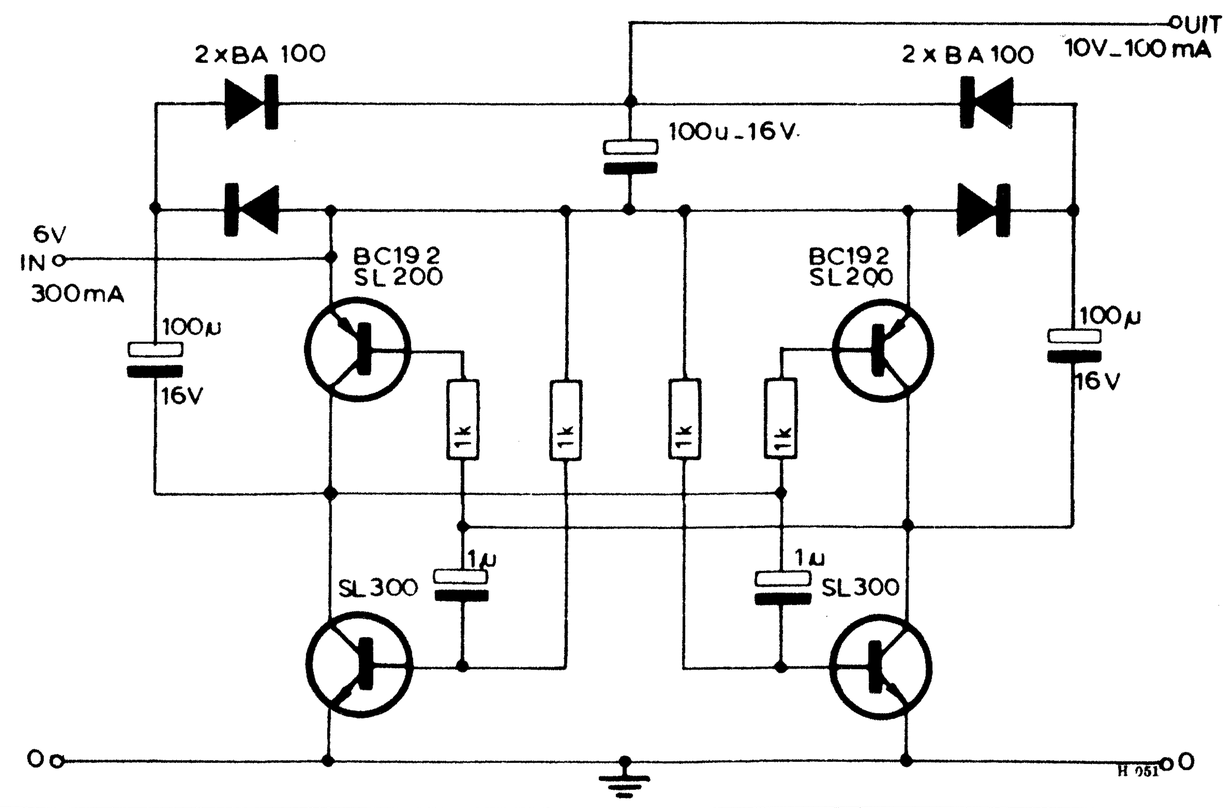
$N_1 = N_2 = ½$ SN7401 (½ FJH231, ½ SF.C401E)
$R_1 = 10\ k\Omega$
$R_2 = 330\ \Omega$
$R_3 = 270\ \Omega$
$R_4 = 470\ \Omega$
$R_5 = 470\ \Omega$-2 W
$R_6 = 470\ \Omega$-2 W
Z_1 = zenerdiode 4,7 V-1 W
T_1 = BC 107- BC 148 - VN 140
D_1 t/m D_4 = 1N914, BA 100

De schakeling (figuur 1) is uitgerust met twee NAND's en een transistor. Het circuit is dermate snel, dat een volledige kortsluiting van het beveiligde apparaat geen destruktieve gevolgen heeft voor de regeltransistoren. Bij kortsluiting treedt de beveiliging binnen één miljoenste sekonde in werking.

De werking

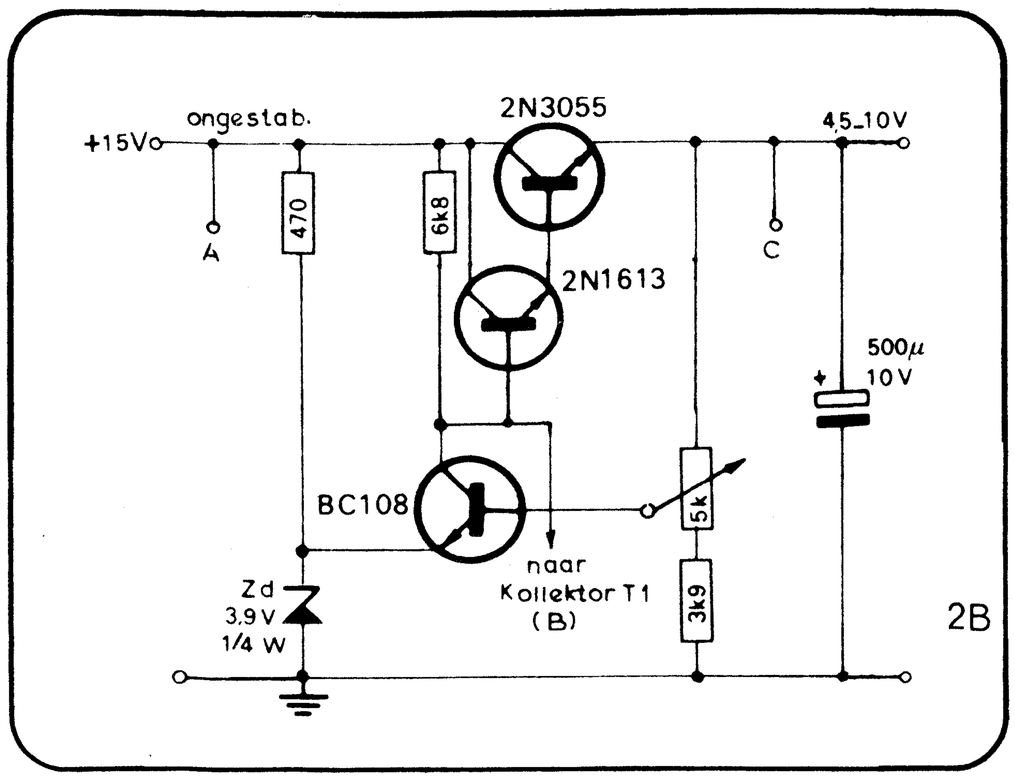
Aansluiting C wordt verbonden met de positieve uitgangsspanning van het voedingsapparaat. Wordt de voeding

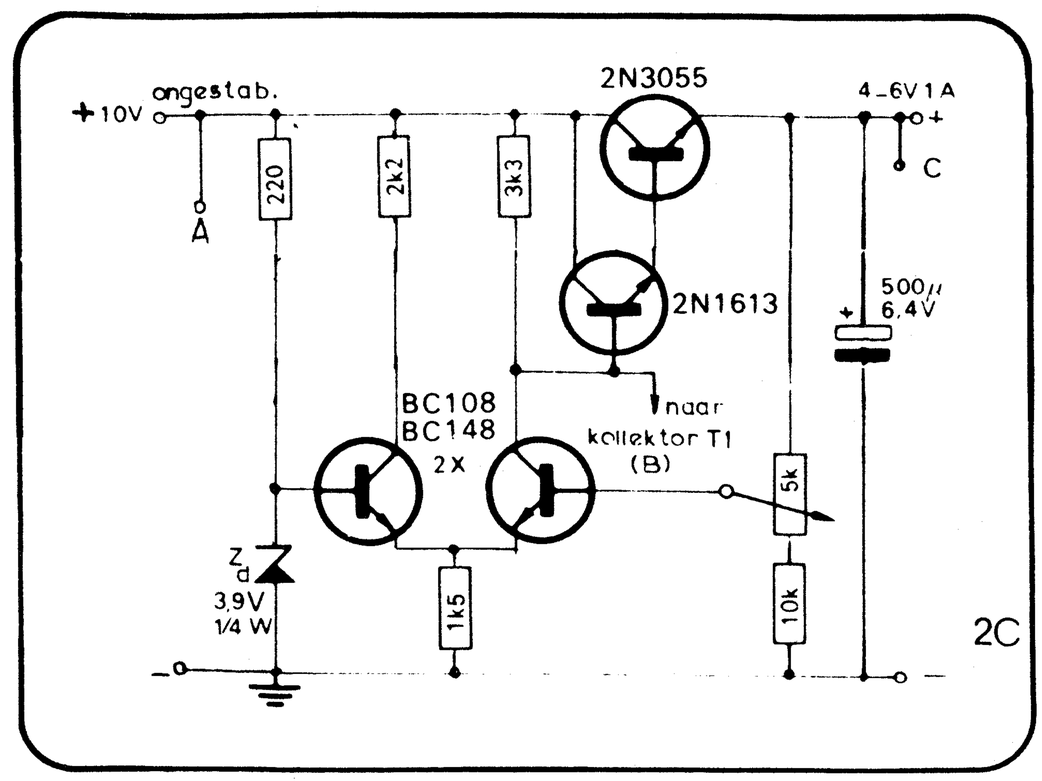
dc-dc-konverter 6 naar 10 V



Vele draagbare radio's hebben een voedingsspanning nodig van 9 à 10 V. Wil men een dergelijk apparaat aansluiten op een auto-akku van 6 V, dan kan hiervoor uitstekend de hier beschreven omzetter worden toegepast. De schakeling is zonder transformator uitgevoerd zodat een zeer kompakte opbouw mogelijk is en eventueel in het draagbare apparaat kan worden gemonteerd. Door middel van een multivibrator bestaande uit vier transistoren wordt een vierkantsgolf opgewekt. Deze blokspanning wordt met behulp van dioden gelijkgericht en wel op zodanige wijze dat spanningsverdubbeling optreedt. Aldus is een gelijkspanning verkregen van circa 10 V waarmee een draagbaar apparaat kan worden gevoed.

(ITT Schaltbeispiele)



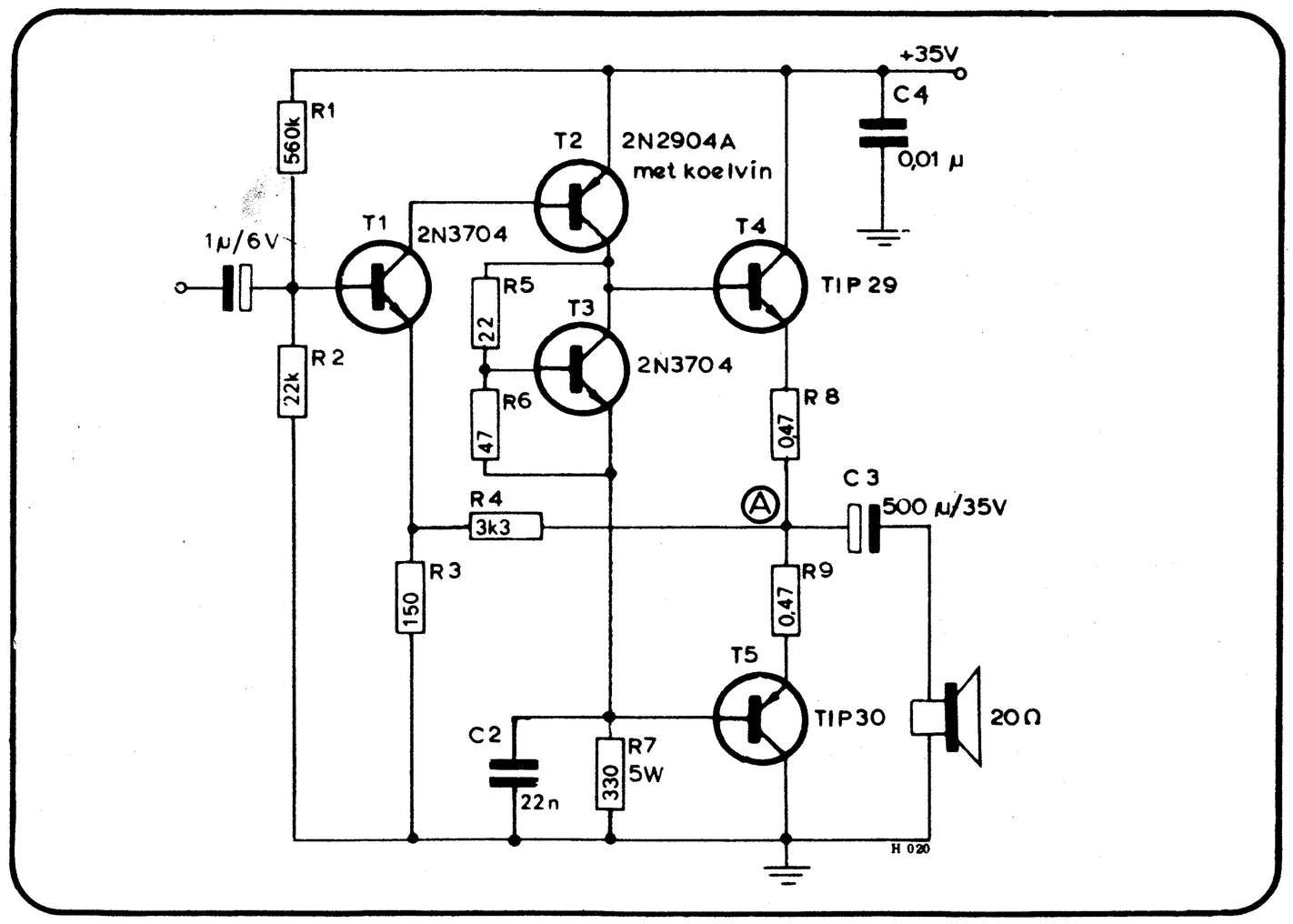


gestabiliseerde voedingsapparaten

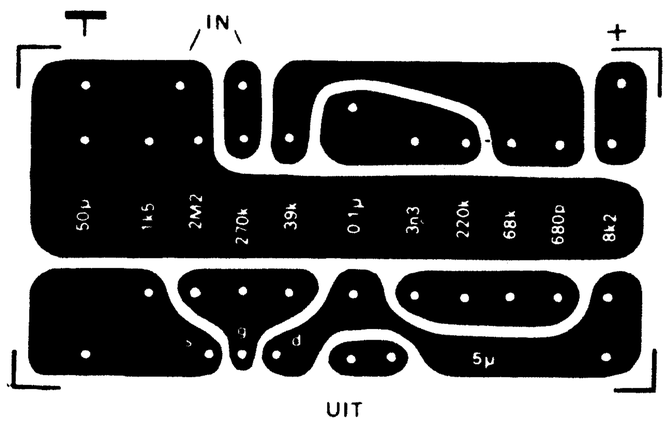
kortgesloten dan daalt 't potentiaal van punt C uiteraard tot nul Volt. De poort g_1 van de NAND N_2 ligt dan op een potentiaal welk lager is dan het schakelniveau.
De flipflop welke is opgebouwd uit de beide NAND's wordt hierdoor geset, hetgeen resulteert in het hoog (1) worden van de uitgang van N_2. Dit heeft tot gevolg dat T_1 wordt opengestuurd. De emitter van de regeltransistor ligt aan aarde; de emitter is immers de uitgang en deze is naar aarde kortgesloten.
De basisspanning van de regeltran sistors T_2 en T_3 is gelijk aan de kollektorspanning van transistor T_1. Aansluiting B, (de kollektor van T_1) wordt namelijk aangesloten op de basis van de regeltransistor. Wanneer T_1 geleidt daalt zijn kollektorspanning beneden 0,7 Volt en de regeltransistor sperrt.
Wanneer een kortsluiting is opgetreden kan de schakeling worden gereset door schakelaar S_1 in te drukken.
De schakeling kan voedingen tot ca. 30 Volt, 3 Amp. de baas. De minimale uitgangsspanning waarbij de schakeling nog werkt is ca. 2 Volt; lagere spanningen ziet het circuit als een kortsluiting en treedt daarop in werking. De voeding van de schakeling wordt verkregen uit de ongestabiliseerde spanning van het voedingsapparaat, welke zich voor de regeltransistor bevindt. Deze spanning moet tussen 10 en 40 Volt liggen. De vier in serie geschakelde siliciumdioden kunnen evenwel worden vervangen door een zenerdiode van ca. ½ Watt met een spanning welke ligt tussen 2 en 5 Volt.
In figuur 2 zijn enkele typen gestabiliseerde voedingen, welke reeds eerder in elektuur zijn beschreven, afgebeeld met daarbij de plaatsen waarop de beveiliging moet worden aangesloten.

5 Watt komplementaire versterker

Deze eenvoudige komplementaire versterker kan een vermogen van 5 Watt leveren hetgeen voldoende is voor huiskamergebruik.
De komplementaire eindtrap wordt voorafgegaan door een stuurtransistor T_2 die direkt is gekoppeld met de ingangstransistor T_1.
De ingangsgevoeligheid van deze komplementaire versterker bedraagt 500 mV en de vervorming is kleiner dan 2 % bij 4 Watt. De uitgangsspanning op punt A bedraagt 20,2 V. De schakeling werd ontleend aan een Delcon-publikatie.

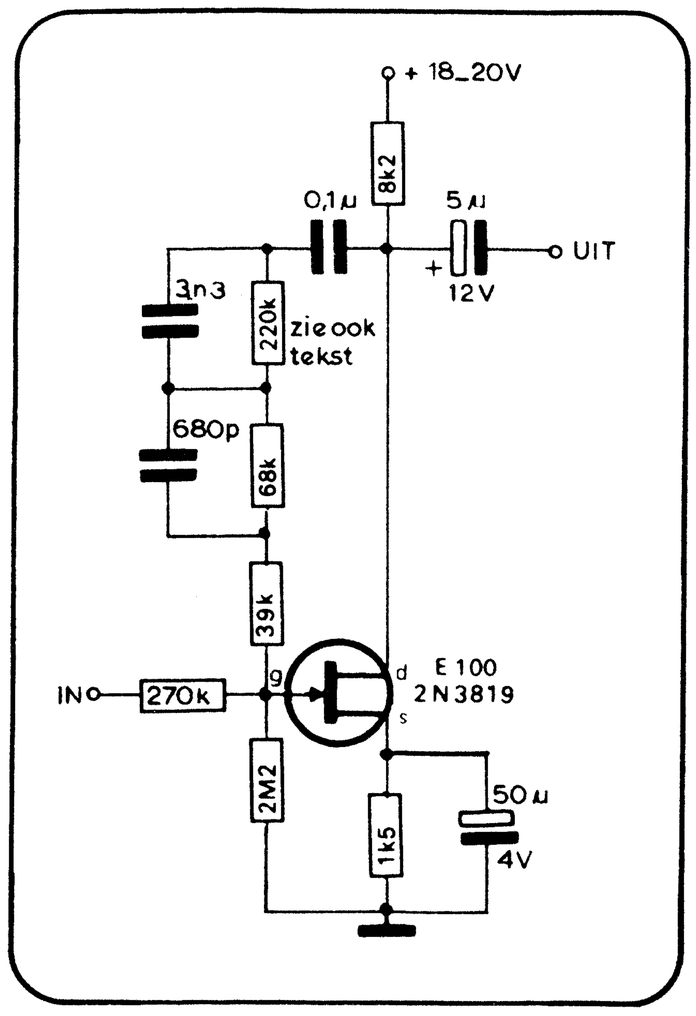


korrektieversterker voor kristalelementen



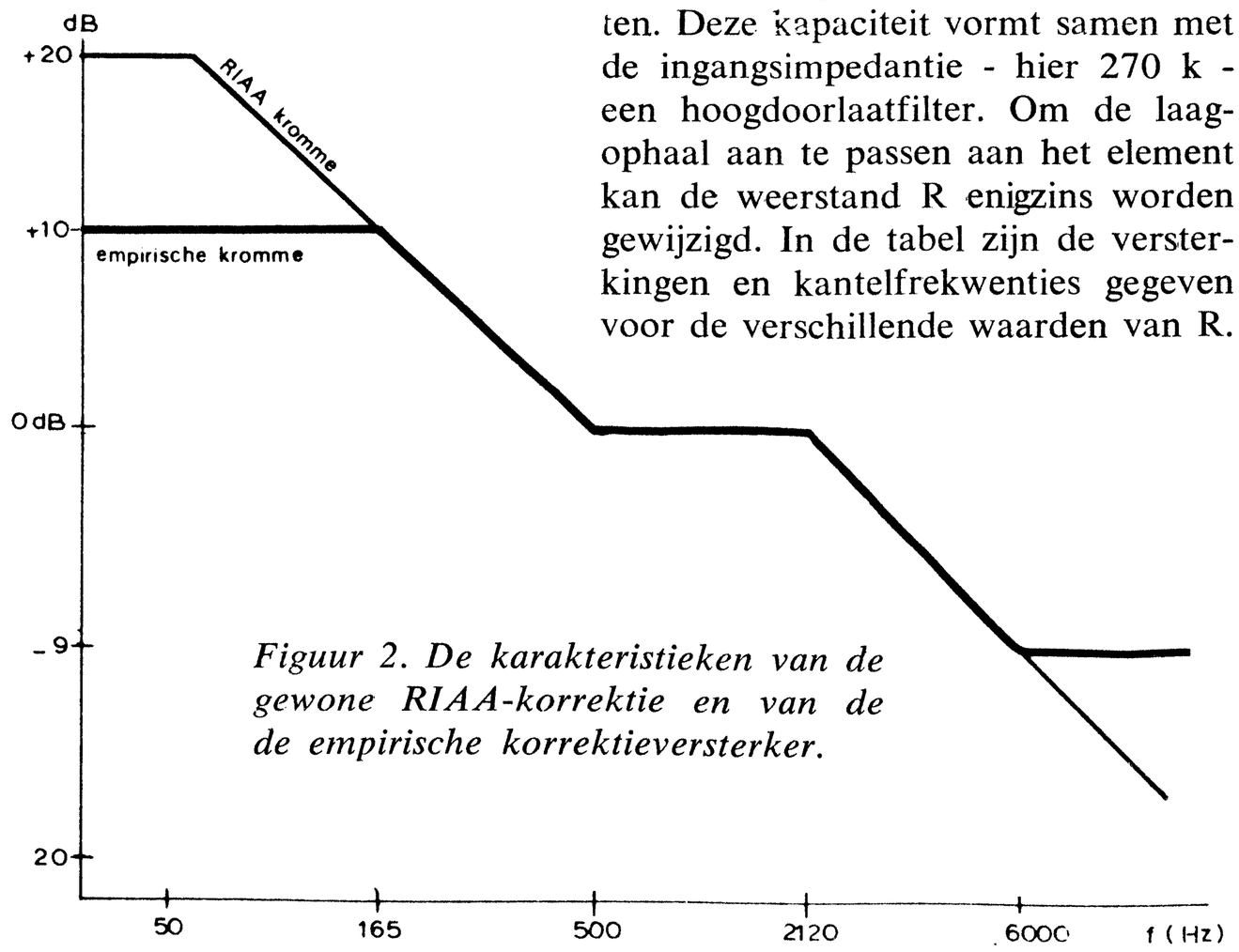
H.J. van Dijk
H.R.E. van Maanen

R kOhm	laag-ophaal dB	kantelfrekwentie Hz
150	8,0	200
180	8,6	185
220	9,7	165 -deze waarde is
270	11,0	140 hier
330	12,2	125 aangehouden.



Figuur 1. Schakeling van de korrektieversterker voor kristalelement.

Hoewel de magneto-dynamische elementen steeds meer binnen ieders bereik komen, zijn er toch nog zeer velen die het met een kristalelement moeten stellen. Zoals bekend worden grammofoonplaten frekwentieafhankelijk gesneden en om een goede weergave te verkrijgen moet het uitgangssignaal van de pick-up gekorrigeerd worden. Bij magneto-dynamische elementen gebeurt dit altijd door middel van een korrektieversterker, maar bij kristalelementen wordt bijna nooit een korrektie toegepast, ondanks het feit dat de plaat niet-lineair is gesneden. Gewoonlijk is het resultaat dan ook een scherp geluid met te weinig laag, te veel hoog en een matige signaal-ruisverhouding.
Om hierin verbetering te brengen is de meest voor de hand liggende gedachte dan ook het signaal van een kristalelement te korrigeren volgens de RIAA-normen. Dit levert echter een dof, donker en dreunend geluid op dat niet aan de te stellen eisen voldoet. Een andere mogelijkheid is, het element belasten met ca. 10 kΩ en daarna op de MD korrektieversterker aan te sluiten. Dit geeft echter door de kapacitieve eigenschappen van een kristalelement een erg summiere laagweergave. Vaak blijkt in de praktijk dat de klankregeling gebruikt wordt om een soort korrektie te verwezenlijken. Daar echter de kantelfrekwenties van vrijwel alle klankregelingen op 1 kHz liggen en dus niet samenvallen met de belangrijkste kantelfrekwenties van de RIAA-kromme (500 en 2120 Hz) is deze mogelijkheid als niet ideaal te betitelen.
Aan deze problemen is een einde gemaakt door een empirische karakteristiek te ontwikkelen waarbij is uitgegaan van de RIAA-kromme. De twee voornaamste kantelfrekwenties van de RIAA-kromme zijn ongewijzigd gelaten. Omdat de gewone RIAA-versterker te veel laag ophaalt is de kantelfrekwentie van 50 Hz op 165 Hz gebracht, daarmee is de laagophaal beperkt tot 10 dB (i.p.v. 20 dB). Om het gebrek aan hoge frekwenties te kompenseren is op 6 kHz een ekstra kantelfrekwentie ingevoerd waardoor de hoog-afval beperkt blijft tot maksimaal 9 dB.
Omdat kristalelementen een hoge ingangsimpedantie vereisen is voor de versterker een fet gekozen. Door de geringe lekstroom kan een ingangskondensator vervallen. De gewenste karakteristiek is verkregen door een frekwentieafhankelijke tegenkoppeling die binnen 1 dB aan de getekende karakteristiek voldoet. Door het invoeren van een vierde kantelfrekwentie is het terugkoppelnetwerkje met een weerstand uitgebreid. Bij proeven met verschillende elementen kwam vast te staan dat de ophaal van lage frekwenties van element tot element verschilde. Dit is te wijten aan de verschillende kapaciteiten van de elementen. Deze kapaciteit vormt samen met de ingangsimpedantie - hier 270 k - een hoogdoorlaatfilter. Om de laagophaal aan te passen aan het element kan de weerstand R enigzins worden gewijzigd. In de tabel zijn de versterkingen en kantelfrekwenties gegeven voor de verschillende waarden van R.



Figuur 2. De karakteristieken van de gewone RIAA-korrektie en van de de empirische korrektieversterker.

analoog naar digitaal omzetter

Hilda Cuppens en Jos Verstraten, studenten aan het HORTOK te Mol (Hoger Rijksinstituut voor Technisch Onderwijs en Kernenergiebedrijven).

De steeds verdergaande integratie van de digitale techniek in de elektronika betekent ook voor de vrijetijdselektronikus een waardevolle verrijking van zijn hobby. In dit licht bezien moet de hier beschreven schakeling als een bizonder interessante bijdrage aan deze integratie worden gezien. Deze AD omzetter is door zijn trapsgewijze opbouw uitermate geschikt voor zelfbouw en laat dan ook ruime eksperimenteermogelijkheden toe. Doordat de keuze van de komponenten niet kritisch is kan men zelf de totaalprijs beinvloeden door een "prijsbewuste" keuze te doen, waarbij de totaalprijs vrijwel geen belemmering kan zijn om deze AD omzetter te bouwen.
Het is mogelijk andere toepassingen dan die van een digitale voltmeter te bedenken, aan het gemeten signaal (een spanning) kan immers een andere waarde toegekend worden, afhankelijk van het soort meting dat men verricht. Zo zal bij temperatuurmeting de spanning, die door een termo-element wordt opgewekt bepalend zijn, terwijl bij een regenmeter (waterniveau) een schakeling met een potentiometer waarover een konstante spanning staat, gekoppeld aan een vlotter een digitale niveau-aflezing mogelijk maakt.

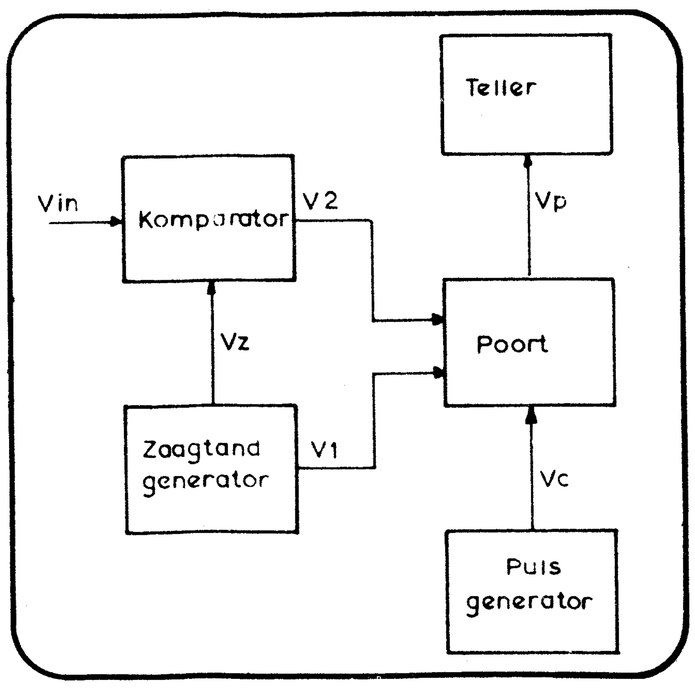


Fig. 1. Het blokschema van de enkelvoudige zaagtandkomparator.

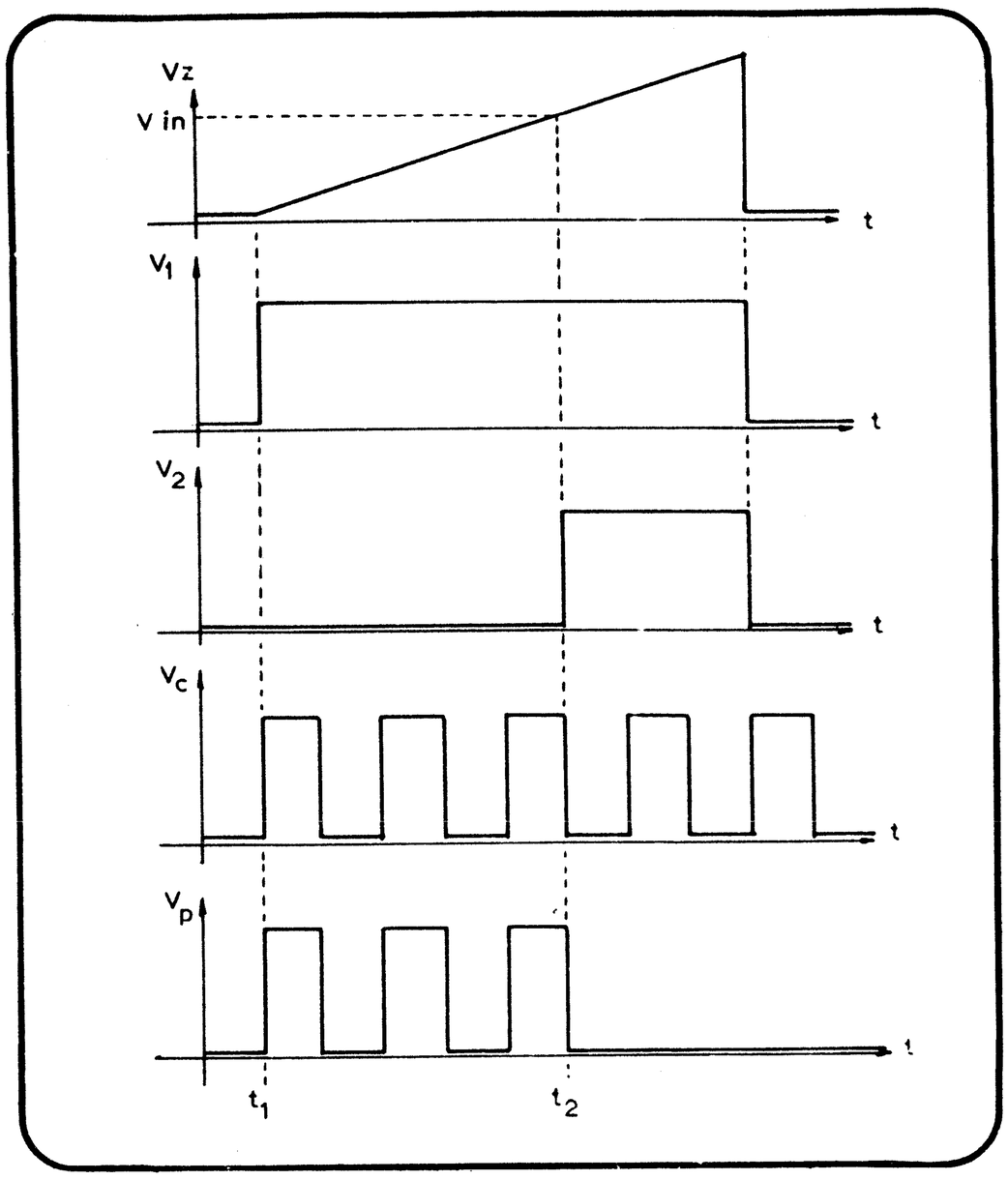


Fig. 2. De spanningsvormen van de schakeling uit fig. 1.

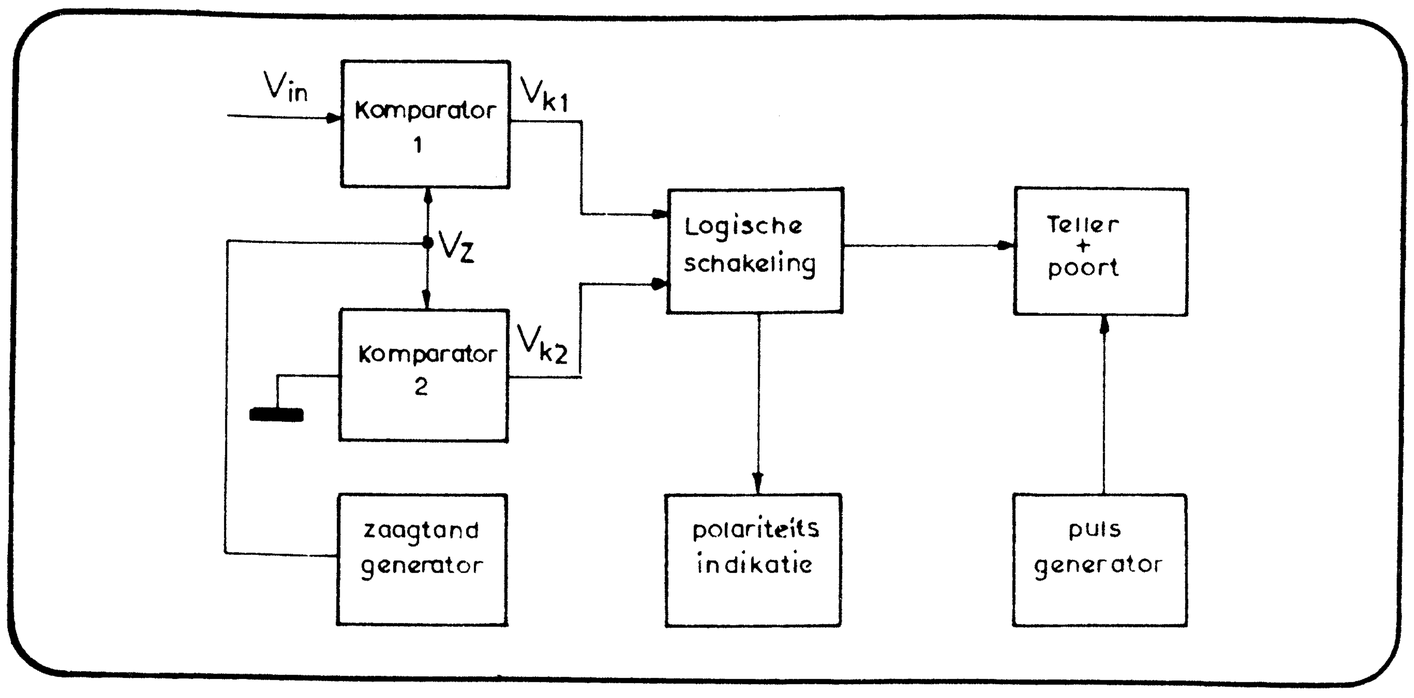
Inleiding

De beschreven AD omzetter steunt op het principe van een dubbele zaagtandvergelijkerschakeling (dubbele zaagtandkomparator) wat toelaat automatisch de polariteit van de aangeboden spanning te bepalen.
Voor de uitlezing kunnen schakelingen met vier dekaden, zoals reeds meerdere malen in elektuur werden beschreven, toegepast worden. Omdat de aktieve meettijd beperkt is tot 20 millisekonden, is voor het opslaan van de informatie tijdens de meetperiode geen tussengeheugen vereist.
De ontwikkelde schakeling is een poging het systeem, volgens hetwelk vele professionele DVM'ers van grote klasse werken, geschikt te maken voor algemeen gebruik. Het geheel is, wat praktische uitvoering betreft, zeer fleksibel opgebouwd, zodat eventuele veranderingen zonder moeilijkheden kunnen worden uitgevoerd. De schakeling bevat slechts één kritische bouwsteen, namelijk een dubbele komparator. Bij de beschrijving worden dan ook alleen hiervoor richtlijnen gegeven, daar eksperimenteren met beschikbare transistoren en het zoeken van de gunstigste komponentenwaarden de prestaties van deze unit ten zeerste kunnen verbeteren.
Door het weren van dure onderdelen en het vereenvoudigen van ingewikkelde en moeilijk af te regelen kringen tot gemakkelijk na te bouwen schakelingen, wordt natuurlijk aan de professionele specifikaties, waartoe het gebruikte principe in staat is, afbreuk gedaan. Iedere vrije tijds elektronikus echter, die met digitale voltmeters wil eksperimenteren, zal zijn eisen door deze schakeling voldoende ingewilligd zien.

Principe van de enkelvoudige zaagtand komparator

Zoals het blokschema van figuur 1 toont bestaat het digitale gedeelte uit een pulsgenerator, die kontinu pulsen opwekt, een poort die deze pulsen doorlaat of blokkeert en een telschakeling die de door de poort doorgelaten pulsen telt. Het analoge gedeelte bevat een zaagtandgenerator die een zeer lineaire positief oplopende zaagtand opwekt en een komparator die deze zaagtand vergelijkt met de te meten ingangsspanning. De werking is in figuur 2 schematisch voorgesteld. Als de zaagtand start, wordt een puls V_1 opgewekt die de poort opent. De teller begint te registreren.

Fig. 3. Het blokschema toont het principe van de dubbele zaagtand-komparator.



Op het ogenblik dat de zaagtand gelijk wordt aan de ingangsspanning levert de komparator een puls V_2 die de poort terug sluit. Omdat de zaagtand lineair in waarde toeneemt met de tijd, zal de pulsduur begrepen tussen het opwekken van V_1 en V_2 een lineaire funktie zijn van de ingangsspanning. Als de ingangsspanning verdubbelt zal die tijdsduur ook verdubbelen. De poort is slechts geopend gedurende dit tijdsinterval t_2-t_1. Het aantal pulsen geteld door de teller is dus recht evenredig met de ingangsspanning. Regelt men de helling van de zaagtand en de frekwentie van de pulsgenerator zodanig dat bijvoorbeeld 1000 pulsen geteld worden per volt aan de ingang, dan zal de uitlezing de ingangsspanning in millivolt aanduiden.
Uit deze bespreking volgt dat:

- de lineariteit van de zaagtand de lineariteit van de analoog naar digitaal omzetting bepaalt
- de nauwkeurigheid van de komparator bepalend is voor de kwaliteit van de omzetting
- de schakeling met de enkelvoudige zaagtandkomparator alleen geschikt is voor het meten van de pulsspanningen.

Principe van de dubbele zaagtand-komparator

Deze schakeling laat toe zowel plus- als min-spanningen te verwerken. Voorwaarde is dat de zaagtandgenerator een signaal opwekt dat symmetrisch verloopt t.o.v. het nulniveau. Deze spanning wordt aan twee identieke komparatoren toegevoerd. In de eerste wordt ze vergeleken met de te meten spanning, in de tweede met het nulniveau. Het totale blokschema is in figuur 3 getekend. De grootte van het ingangssignaal is recht evenredig met

Fig. 4. De spanningsvormen van de schakeling uit fig. 3.

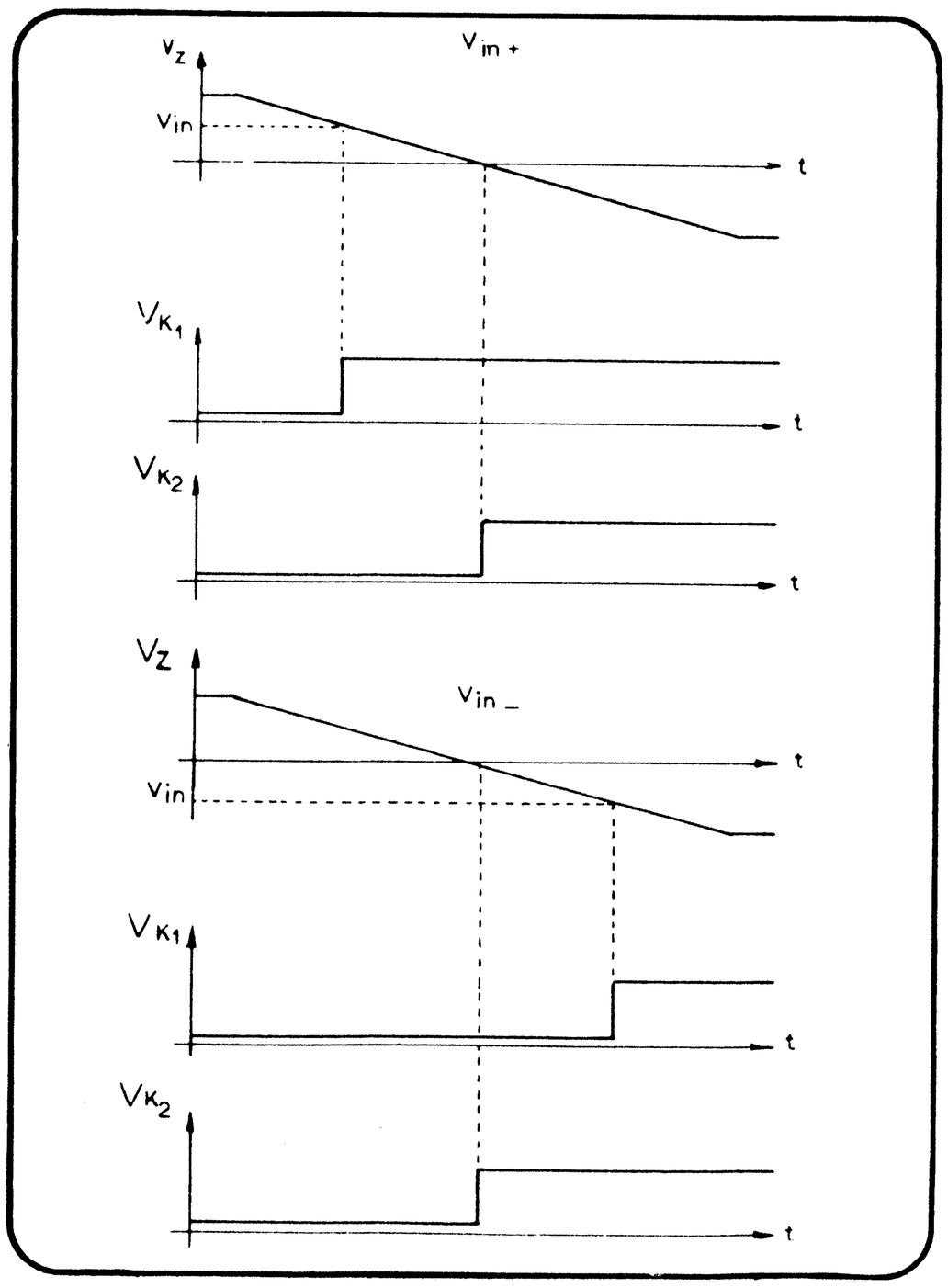
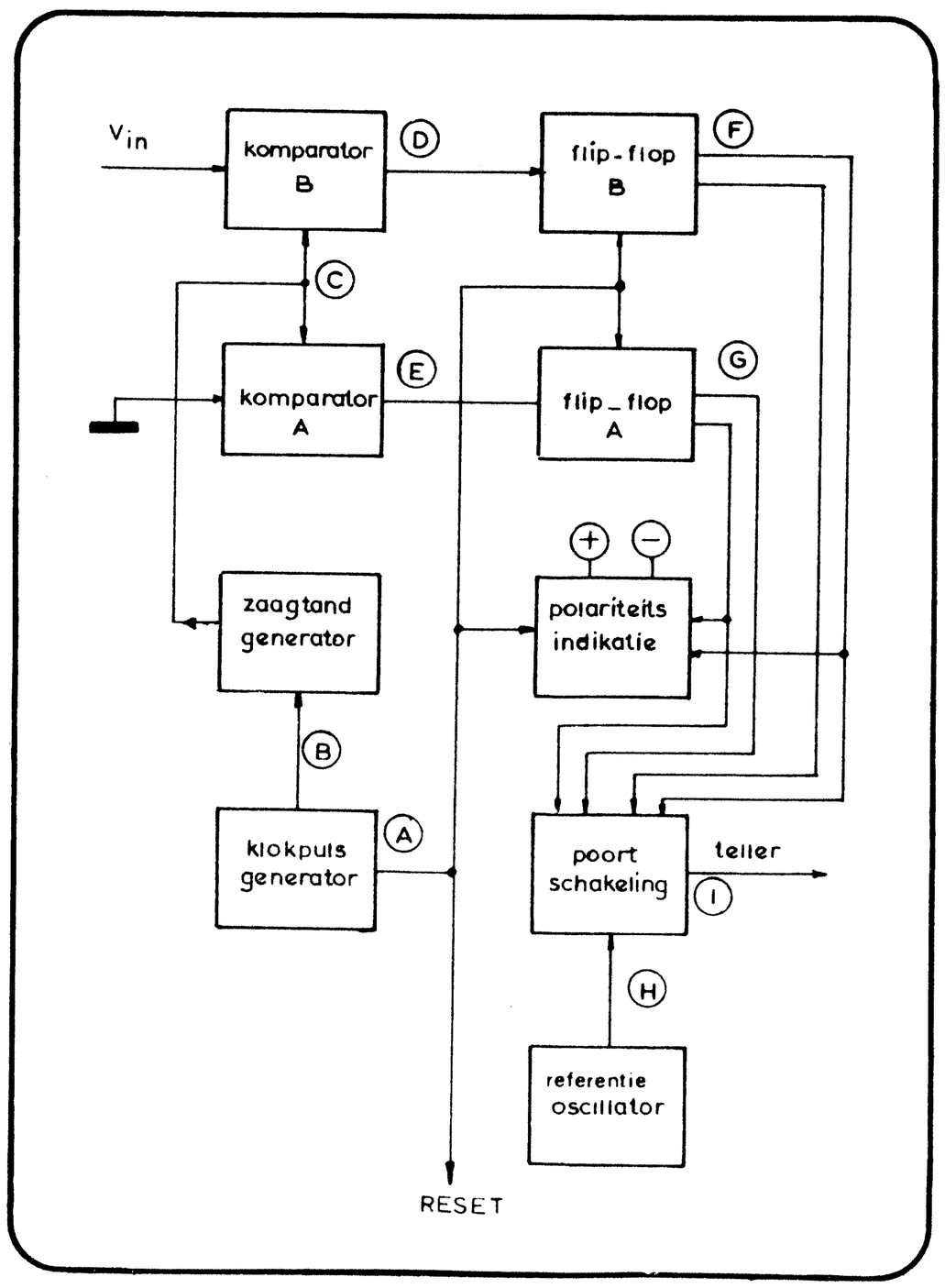


Fig. 5. Het blokschema van de komplete A D C.



het tijdsverschil tussen de uitgangssignalen van beide komparatoren. De poort wordt gestuurd door deze komparatoren. De schakeling is echter uitgebreid met een logisch blok. Naargelang de ingangsspanning + of — is zal ofwel komparator 1 ofwel komparator 2 het eerst een uitgangssignaal leveren, zoals figuur 4 verduidelijkt. Uit dit volgordeverschil kan de logische schakeling de polariteit van de ingangsspanning bepalen en een eindindikator sturen.
Deze metode heeft dus belangrijke voordelen: ze laat toe zowel plus- als min te verwerken, zonder dat daarvoor de meetdraden verwisseld moeten worden en bovendien wordt de polariteit van de spanning t.o.v. massa kenbaar gemaakt.

Blokschema van de praktische schakeling

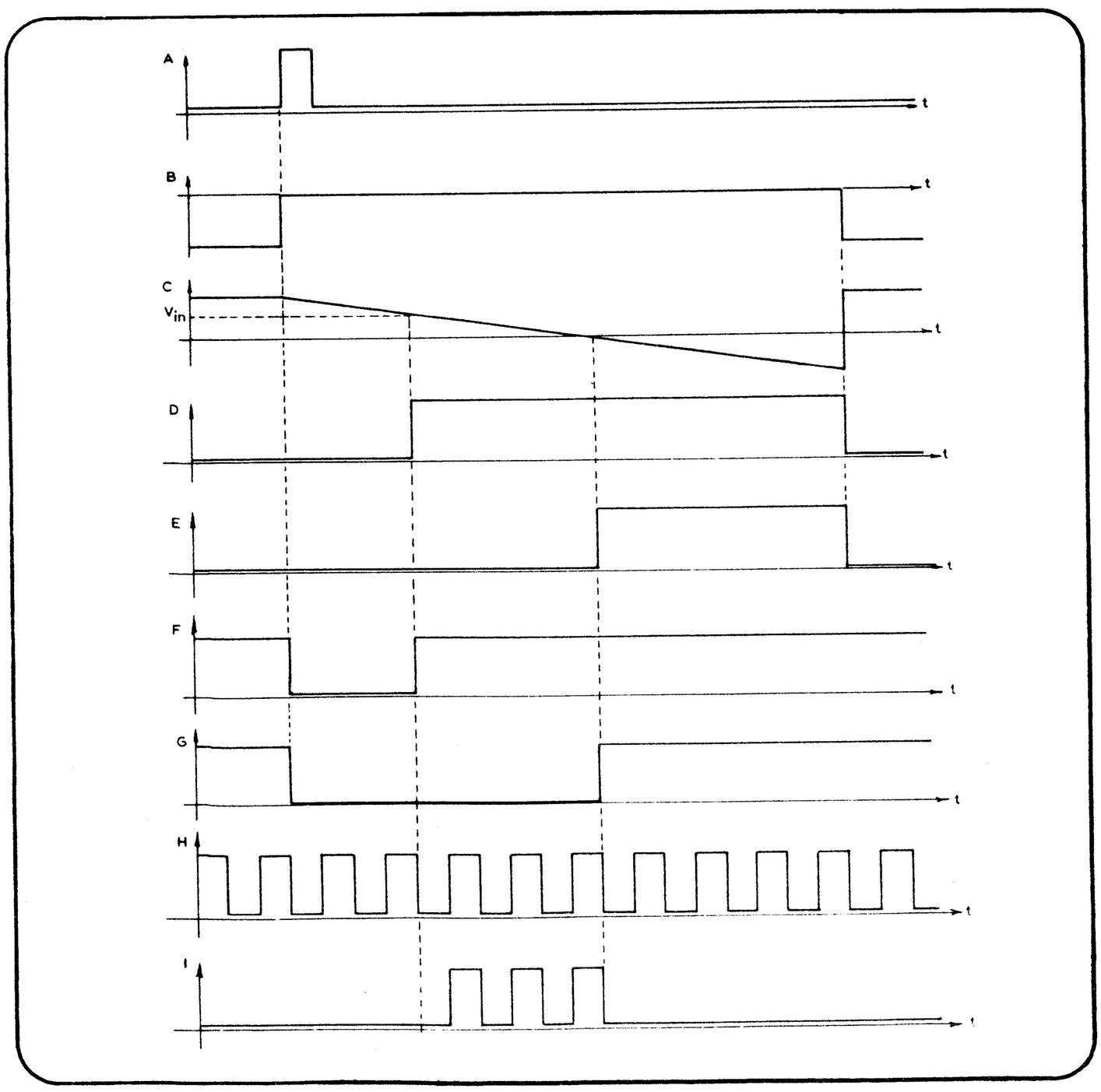
Figuur 5 toont ons het volledig uitgewerkte blokschema van de ontworpen schakeling, terwijl figuur 6 het werkingsprincipe verduidelijkt. De punten in het schema verwijzen naar de geïdealiseerd weergegeven golfvormen. Een meetcyclus is 1 sekonde lang en kan in volgende opeenvolgende toestanden ingedeeld worden:

- resettijd van ongeveer 4 ms. Alle binaire ketens worden in de ruststand gereset en de uitlezing wordt op 0000 gebracht
- meettijd van ongeveer 20ms: de schakeling zet de ingangsspanning om in een pulstrein en dit aantal pulsen wordt door de teller geregistreerd;
- rusttijd van ongeveer 980 ms: de schakeling is non-aktief en de teller kan afgelezen worden.

Door de grote verhouding rusttijd op meettijd wordt een flikkervrije aflezing verkregen. Het wissen van de oude inhoud en het opnieuw inlezen van de nieuwe meting gebeurt inderdaad zo razendsnel (24 ms!) dat dit door de traagheid van het menselijk oog onzichtbaar is.
Het hart van de schakeling is de klokpulsgenerator. Deze heeft een herhalingstijd van 1 s en vervult twee funkties. Hij levert de resetpuls die de binaire ketens en de teller reset vóór een nieuwe meting (resetpuls A) en zorgt voor een puls van 20 ms-duur die de zaagtandgenerator aanspoort om een zaagtand van 20 ms breedte op te wekken (puls B). De zaagtand C verloopt binnen de grenzen +2,5 V en —2,5 V. Hij wordt naar de twee komparatoren geleid. Komparator B ontvangt het ingangssignaal, komparator A ligt aan massa. in rust zijn hun uitgangen D en E '0'. Slechts als de zaagtand gelijk wordt aan of kleiner wordt dan de komparatoringang, komen hun uitgangen in de '1'-toestand. Na de 20 ms meettijd keert de zaagtand terug naar zijn +2,5 V rustniveau, zodat de komparatoren ook hun ruststand opzoeken. Omdat echter de zaagtand in werkelijkheid 'n niet verwaarloosbare achterflank heeft is het zeer onwaarschijnlijk dat de twee komparatoren tezelfdertijd terugspringen in de '0'-stand. Hierdoor kunnen parasitaire pulsen naar de teller gestuurd worden. Om dit te vermijden worden de komparatoren afgesloten door flip-flop's met uitgangssignalen F en G. Ze worden vóór de meting gereset door de steile voorflank van puls A, zodat de gelijktijdigheid van deze akties veel beter is en stoorpulsen niet optreden. De FF's worden door de komparatoren omgeschakeld.
De vier multivibratoruitgangen bevatten de nodige informatie om zowel de polariteitsindikator als de poort te sturen. De referentieoscillator is een stabiele 250 kHz blokgolfgenerator. Dit signaal wordt slechts door de poort doorgelaten gedurende de tijd dat de flip-flop's in tegengestelde toestand verkeren.

De verschillende bouwstenen worden in het nu volgende aan de hand van de figuren in detail besproken.

Fig. 6. De spanningsvormen van de schakeling uit fig. 5.



De zaagtandgenerator

De zaagtandgenerator, waarvan fig. 7 het schema geeft, bestaat uit een konstante stroombron T_2 die via een buffer T_1 een grote kondensator C_1 lineair oplaadt. T_3 zorgt ervoor dat C_1 op tijd ontladen kan worden terwijl T_4 en T_5 de zaagtand geschikt maken om hem aan de komparatoren aan te bieden. De basis van T_2 wordt op een konstante spanning gehouden door de twee geleidende dioden D_2 en D_3. In de emitter is de stroombepalende keten opgenomen. P_2 laat toe de stroom en dus de helling van de zaag-

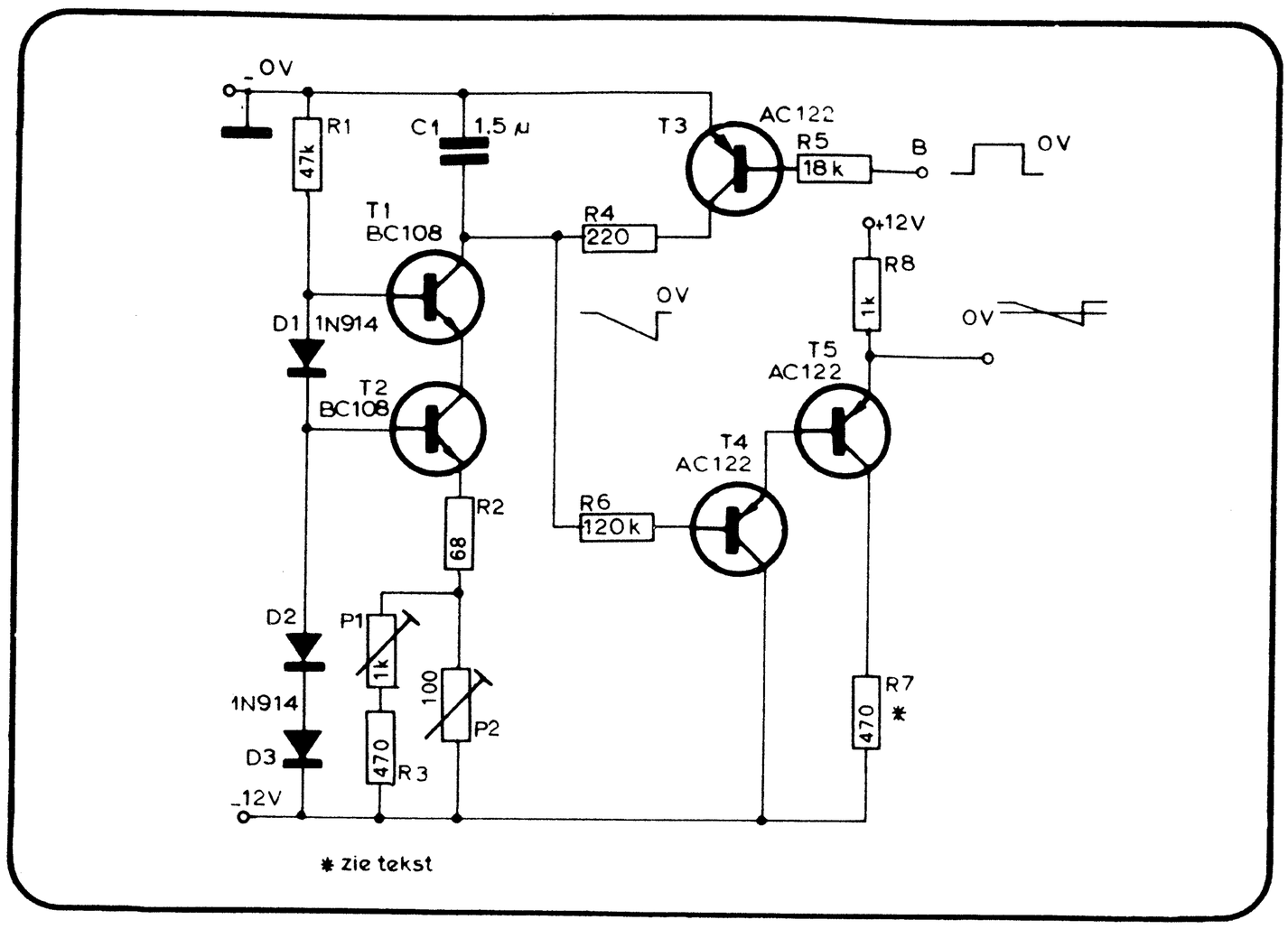


Fig. 7. Het werkingsschema van de zaagtandgenerator. De waarde van R_7 hangt af van de transistoreigenschappen en moet eksperimenteel worden bepaald.

tand grof in te stellen, terwijl P_1 voor de fijnregeling zorgt. T_1 wordt laagohmig in zijn emitter gestuurd, wat een gunstige afsluiting vormt voor de hoogohmige stroombron. Gedurende de afleestijd is B sterk negatief zodat T_3 geleidt. De stroom van T_2 vloeit via T_1, R_4 en T_3 af. Gedurende de meettijd wordt B gelijk aan 0 Volt. T_3 spert en de stroom begint de kondensator lineair op te laden van 0 tot —5 V. Nadien wordt B opnieuw negatief, zodat T_3 de kondensator ontlaadt.

T_4 en T_5 vormen een enigszins aangepaste Darlingtonschakeling. De ingangsimpedantie is zeer groot, zodat de kondensator zo weinig mogelijk belast wordt. Dit is van zeer groot belang, daar de belasting de lineariteit van de zaagtand beïnvloedt. Inderdaad zal, als de zaagtandspanning stijgt, de belastingsstroom toenemen volgens de wet van Ohm. Deze belastingsstroom vloeit door de kondensator in tegengestelde richting aan de laadstroom van T_2; de werkelijke stroom door de kondensator is gelijk aan het verschil en dus niet meer konstant, zodat de kondensator niet meer lineair opgeladen zal worden.

T_5 wordt gevoed tussen —12 V en +12 V. Dit zorgt er in kombinatie met de kollektorweerstand R_7 voor dat de zaagtand symmetrisch wordt. De waarde van R_7 hangt af van de transistoreigenschappen en moet eksperimenteel bepaald worden.

Foto 1 toont het resultaat: de gevoeligheid is 1V per schaaldeel en de tijdbasis is ingesteld op 4 ms per schaaldeel. De horizontale lijn duidt de nulreferentie aan. Door de komparatorbelasting is de symmetrie, die onbelast was ingesteld, verstoord. Zolang de zaagtand binnen de grenzen +1,5 V en —1,5 V blijft, is goede werking verzekerd.

De komparatoren

Als komparator, figuur 8, wordt de eenvoudigst mogelijke schakeling gebruikt, namelijk een transistor T_1 (T_2) die de te vergelijken signalen tussen basis en emitter ontvangt. Dit is principieel een verschilversterker die een uitgangssignaal geeft als de twee spanningen aan elkaar gelijk worden. De basis wordt via een laagdoorlaatfilter R_1-C_1 (R_5-C_2) aan de ingangsspanning (massa) geschakeld. Dit filter houdt 50 Hz brom tegen. De zaagtand wordt aan de emitter toegevoerd. De dioden D_1 en D_2 isoleren de twee komparatoren van elkaar. Met behulp van potentiometer P_1 kunnen de schakelingen symmetrisch gemaakt worden. In de rusttoestand is de zaagtand groter dan 1 V. Als we veronderstellen dat de ingangsspanning niet groter wordt dan 1 V, volgt daaruit dat de transistor gesperd is. Zijn uitgang is dus 12 V. Tijdens de meettijd begint de zaagtand te dalen. Na een tijd, afhankelijk van de grootte van de ingangsspanning, zal de transistor T_1 (T_2) gaan geleiden en even later in verzadiging komen. De uitgang daalt sterk. Deze toestand blijft bestaan tot de zaagtand opnieuw positief wordt. T_3 en T_4 vormen inverters omdat de flip-flop's door positieve signalen moeten worden gestuurd.

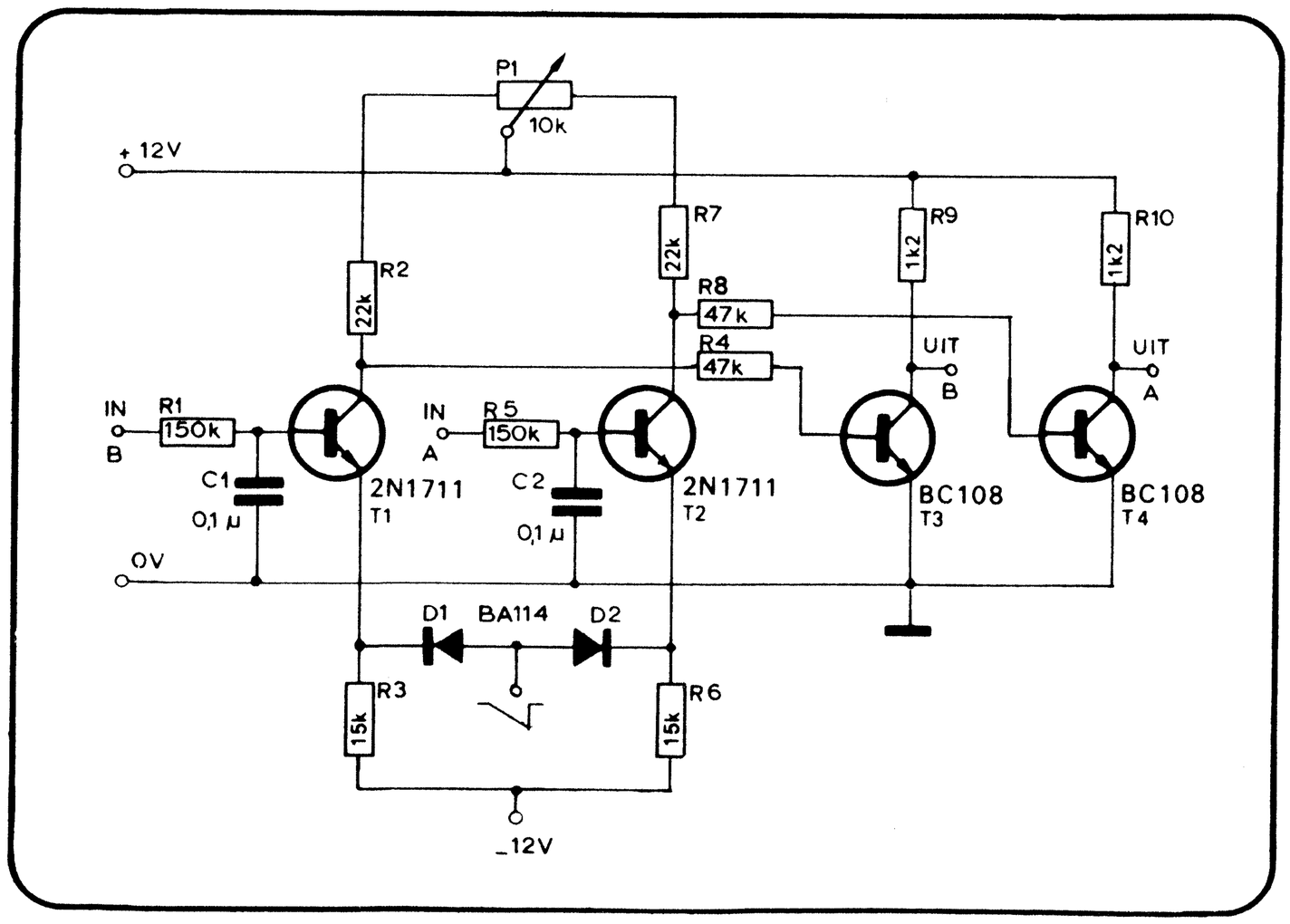


Fig. 8. Het werkingsschema van de komparator.

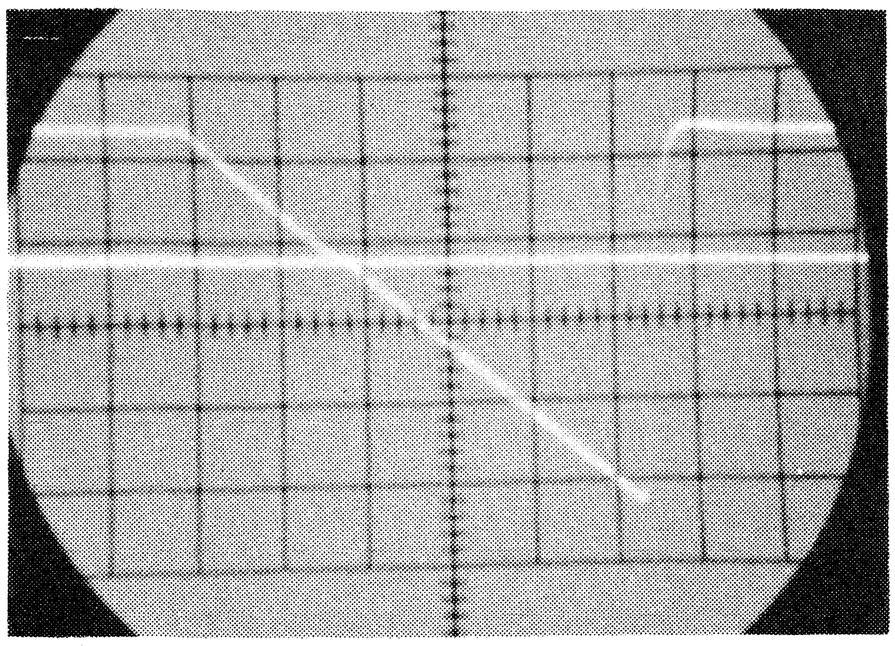


Foto 1. De opgewekte zaagtand. KSO: gevoeligheid is 1 V per verdeling, de tijdbasis is 4ms per schaaldeel.

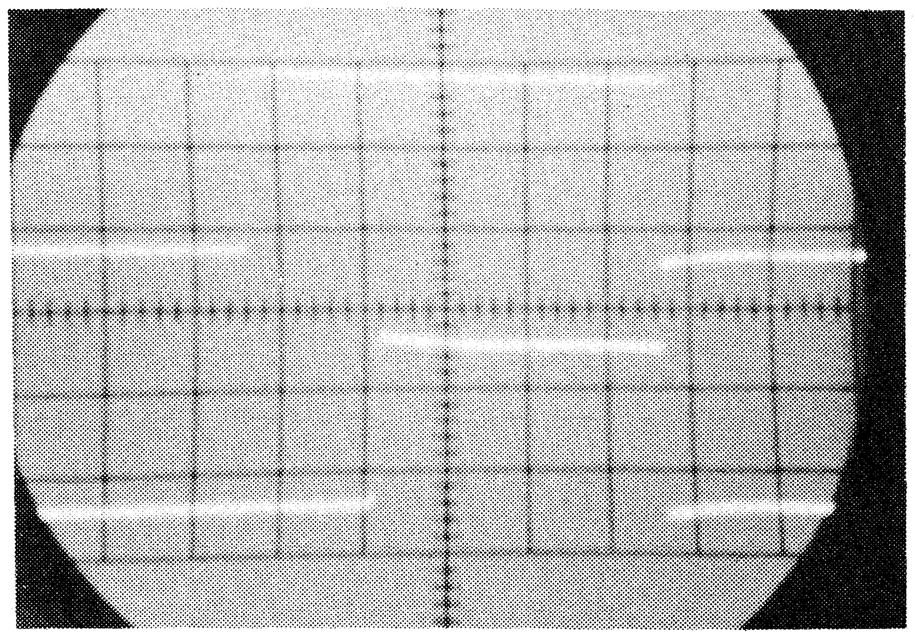


Foto 2. De twee uitgangen van de komparator (B boven) voor een positieve spanning aan de ingang. Schalen: 5 V en 4ms per verdeling.

Als de transistoren gelijke karakteristieken bezitten, zal het tijdsverschil tussen het opwekken van de uitgangspulsen evenredig zijn met het verschil in grootte tussen de twee ingangsspanningen. Omdat komparator A aan massa ligt, is dit tijdsverschil recht evenredig met de ingangsspanning.
Alhoewel het principe dus zeer eenvoudig is, vergt het toch heel wat geeksperimenteer om de schakeling goed in te stellen. De in het schema aangegeven komponentenwaarden moeten alleen als richtlijn beschouwd worden. Vooral de transistoren T_1 en T_2 moeten zeer goed worden gepaard, vooral wat betreft de V_{be} en het verloop van deze parameter in funktie van de temperatur. Voor wie het kan betalen is een dualtransisor hier op zijn plaats! Gebruikt men enkele transistoren, dan moeten deze zeer goed termisch gekoppeld worden daar anders de temperatuursstabiliteit en de opwarmingsperiode buitensporig slecht worden. Ook de versterkingsfaktor van deze transistoren speelt een rol wat betreft de „jitter" op het laatste cijfer. Dit laatste cijfer van de uitlezing zal van meting tot meting enkele eenheden kunnen verschillen. Dit verschijnsel is statistisch en voor een deel eigen aan het gebruikte principe (zie opmerking aan het einde van dit artikel). Gebleken is dat ook de versterkingsfaktor van de komparatortransistoren een rol speelt. Hoe groter deze parameter, hoe sneller de transistor zal omschakelen van spertoestand naar verzadiging en hoe beter het punt bepaald is, waarop de flip-flop's zullen omslaan.
Het loont dus echt wel de moeite deze schakeling grondig onder handen te nemen, omdat de eigenschappen van de ADC voor een groot deel hiervan afhangen. Men doet er goed aan eerst de volledige schakeling op te bouwen en nadat de andere eenheden ingesteld zijn de komparators te optimaliseren.
Foto 2 toont de twee uitgangen van de komparatoren (B boven) voor een positieve spanning aan de ingang. Schalen: 5 V en 4 ms per verdeling.

De flip-flop's

Deze schakelingen (fig. 9) zijn klassiek van opvatting. Er is basissturing toegepast, zodat positieve signalen nodig zijn. De dioden vermijden dat de negatieve spanning op de basis van de sperrende transistor door de stuurschakelingen zou worden beïnvloed. Verder voorkomen ze dat de transistoren in sper gestuurd zouden worden door de negatieve achterflanken van de stuurpulsen. De kollektorweerstanden zijn laag gehouden om te vermijden dat de belasting de logische 1 niveaus teveel zou verzwakken.

De polariteitsindikator

De polariteit van de ingangsspanning bepaalt welke van de twee flip-flop's het eerst zal omslaan. Deze informatie wordt via een AND-poort aan een flip-flop toegevoerd, die een nixiebuis stuurt (fig. 10). De transistor T_1 wordt door de algemene resetpuls even in geleiding gebracht, zodat C='0' en C'='1' wordt. T_3 spert en T_4 geleidt. De spanningsdeler R_1-R_2 (R_4-R_5) houdt de spanning op de kollekter van T_3 op

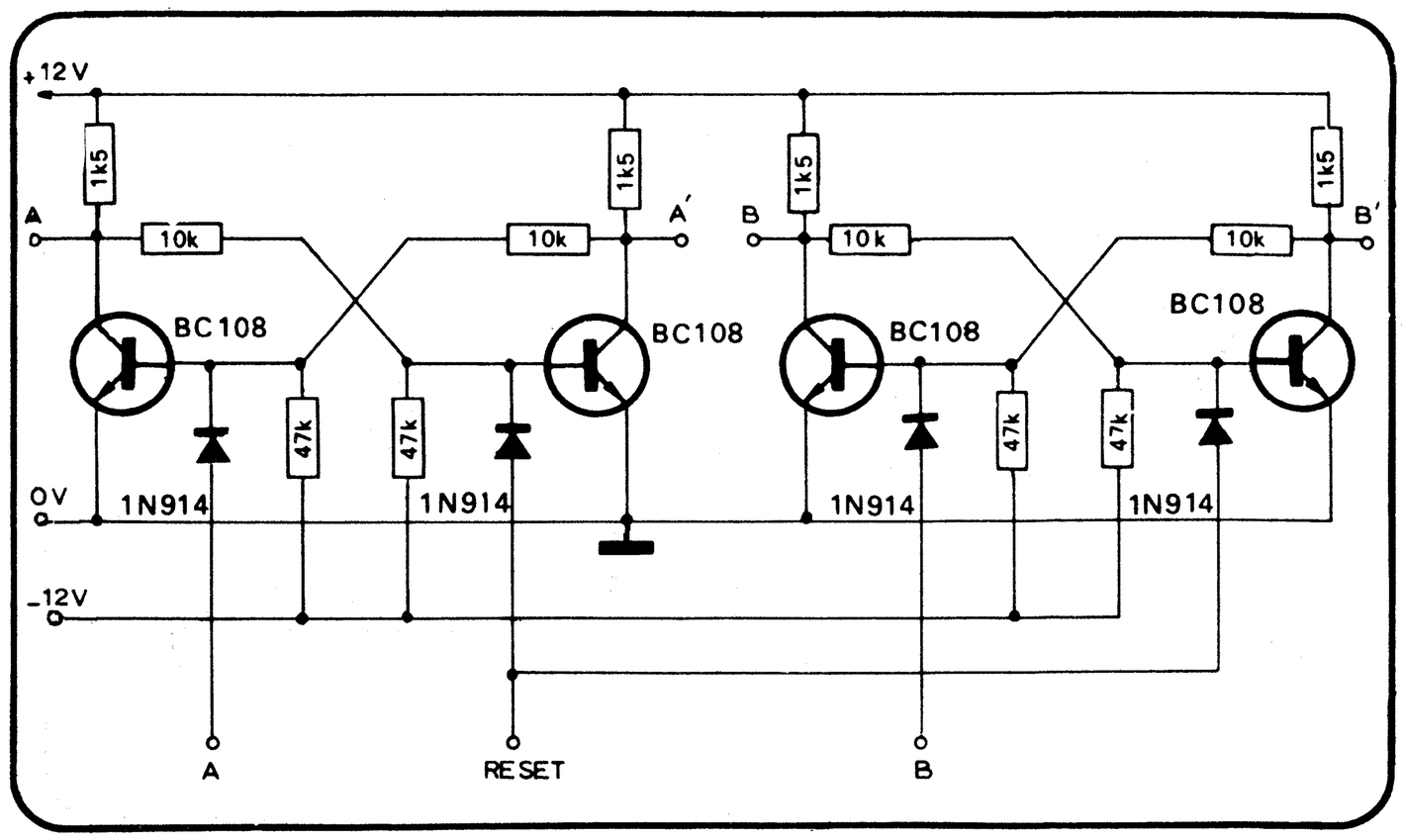


Fig. 9. Het werkingsschema van de multivibratoren.

35 V. De positieve katode kan dus niet ontsteken. Omdat T_4 geleidt zal zijn kollektor 0 V zijn, zodat de negatieve katode wel kan ontsteken. Door het resetten licht dus de — katode op. R_{10}, D_3 en D_4 vormen de AND-poort. Door het resetten wordt A='1' en B′ = '0'. D_4 geleidt en punt P wordt '0'. Beschouwen we een negatieve spanning aan de ingang. FF A slaat dan eerst om, omdat komparator A aan massa ligt. A wordt '0', P blijft '0'. Even later slaat ook FF B om, zodat B′ = '1' wordt. P blijft '0' daar A nog '0' is. Konklusie: de schakeling blijft in rust en het — teken blijft gloeien.
Als er echter een positieve spanning gemeten wordt, zal eerst FF B omslaan. B′ wordt '1' zodat P ook '1' wordt, want beide dioden sperren. Deze positieve sprong komt via D_2 op de basis van T_2 en triggert de flip-flop. C wordt '1' en C′ wordt '0'. T_4 spert en T_3 geleidt, zodat de positieve katode begint te gloeien. Bij de volgende meetperiode zet de resetpuls de — katode even aan het werk, maar na maksimaal 10 ms wordt de + opnieuw ontstoken. Door de snelle werking van de schakeling is dit resetten niet hinderlijk bij de aflezing. Voor T_3 en T_4 kunnen alle NPN-transistoren gebruikt worden die een voldoende hoge V_{ec} hebben.

Fig. 10. Het werkingsschema van de polariteitsindikator, met de AND poort en FF's.

De referentieoscillator

Er is geen gebruik gemaakt van een kristaloscillator, maar wel van de reeds enkele keren in Elektuur besproken astabiele multivibrator met stroombronnen in de emitter. De frekwentie wordt bepaald door R_2, P_1 en C_2 (fig. 11). C_2 is uitwendig aangebracht (zie konstruktie) zodat het eenvoudig is de gewenste frekwentie, afhankelijk van de ingestelde helling van de zaagtand, in te stellen. De potentiometer P_1 dient als fijnregelaar.

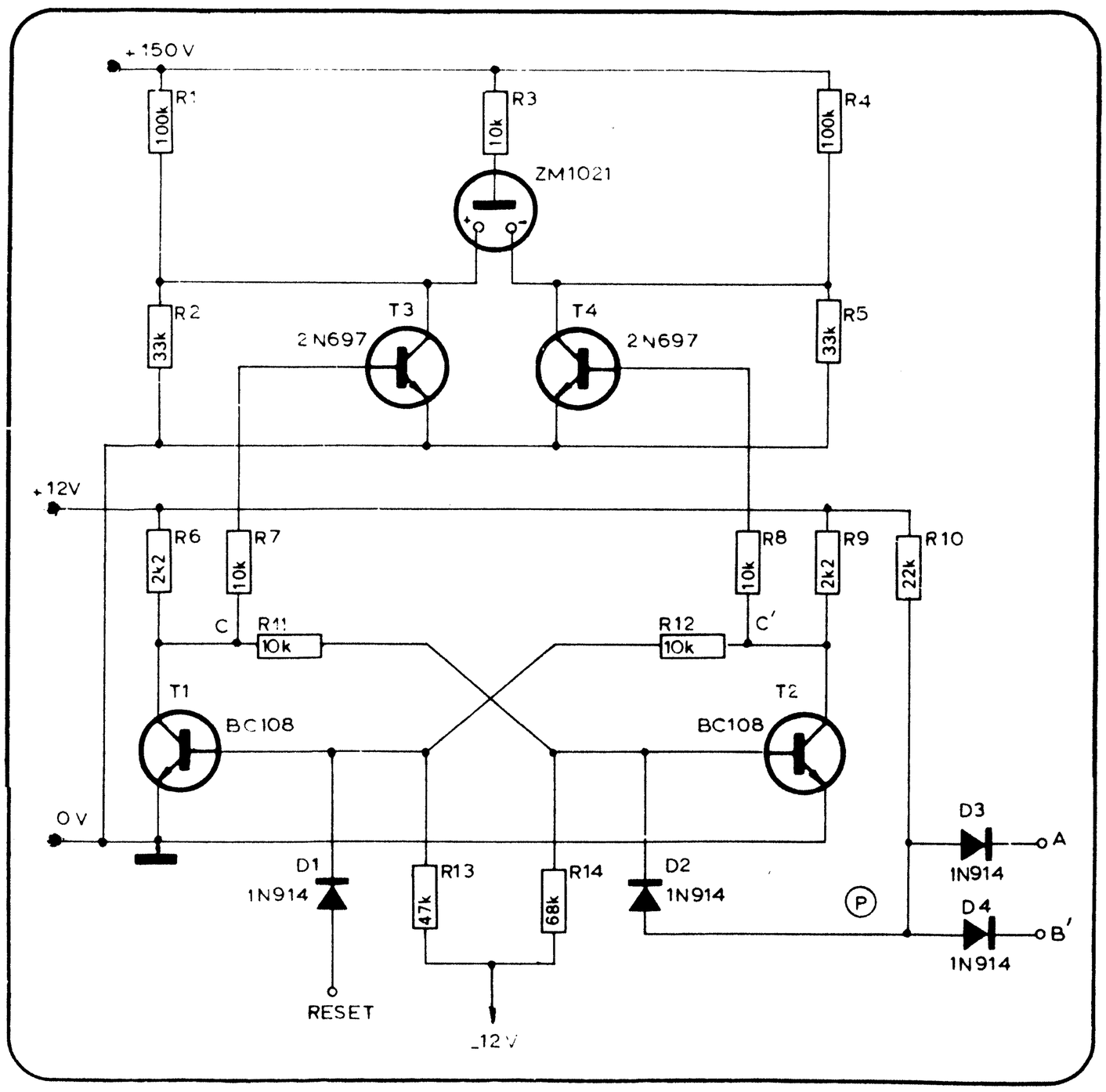
De poortschakeling

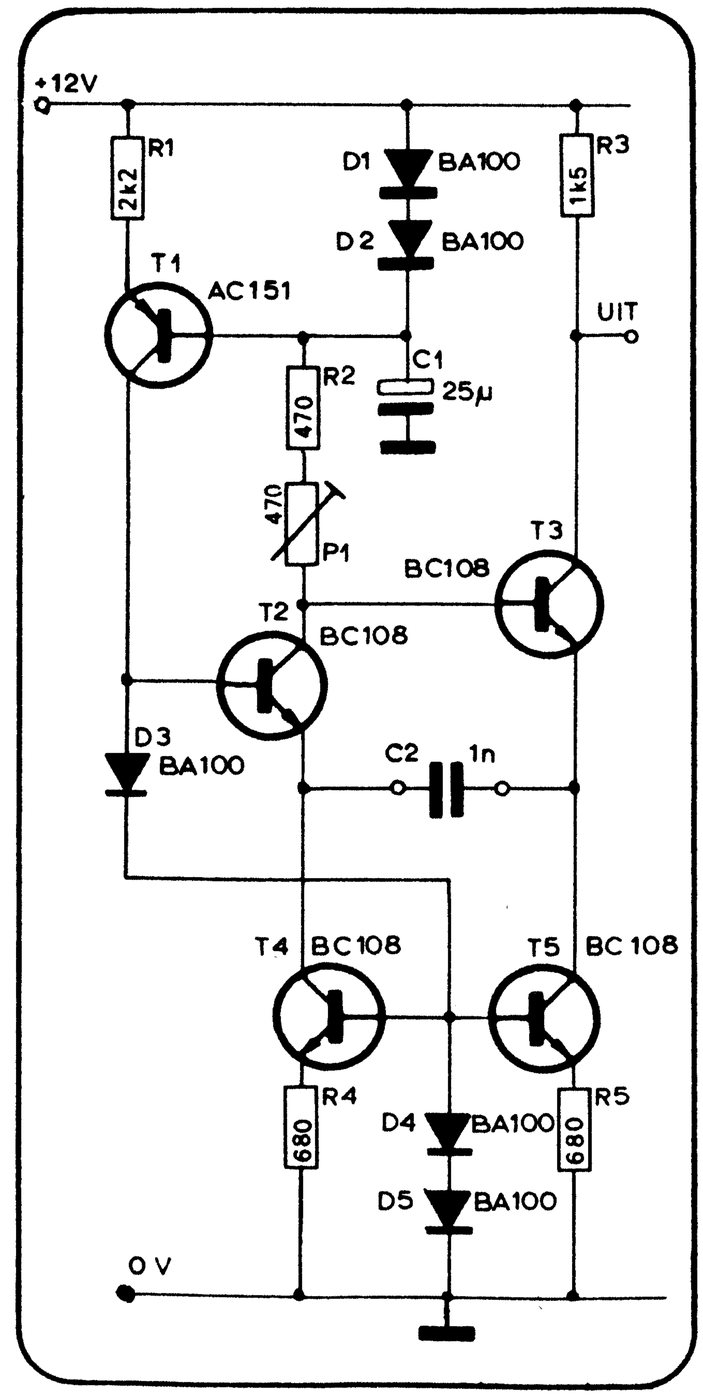
Twee parallel geschakelde transistoren, waarvan één het referentiesignaal ontvangt en de andere het stuursignaal, vormen de poort (fig. 12). T_1 is als versterker geschakeld en stuurt de teller. T_2 zal, als hij geleidt, T_1 kortsluiten en de uitgang wordt '0'. Als T_2 spert beïnvloedt hij de werking van de schakeling niet. Zoals reeds gezegd mag de poort slechts pulsen doorlaten als de twee flip-flop's een tegengestelde inhoud hebben. Dan moet T_2 sperren, dus C='0' zijn. De werking kan samengevat worden als in figuur 12a is te zien, waaruit de logische vergelijking van de stuurkring volgt:

$$C = A\,B + A'\,B'$$

2 AND-kringen en 1 OR-schakeling voldoen aan deze vergelijking. Voor wie niet met de Boolese algebra vertrouwd is volgt de fysische werking van de schakeling aan de hand van figuur 12.
Door de algemene resetpuls wordt A=B='1' en A′=B′='0'. D_3 en D_4 sperren, D_5 en D_6 geleiden. Dit heeft tot gevolg dat D_1 ook gaat geleiden zodat T_2 sturing krijg. De poort levert dan geen signaal. Als een der flip-flop's omslaat, zal D_3 of D_4 gaan ge-

Fig. 11. De referentieoscillator met astabiele multivibrator. Met C_2 kan de gewenste frekwentie worden bepaald.





leiden en D_5 of D_6 gaan sperren, afhankelijk van welke multivibrator omslaat. Hierdoor sperren zowel D_1 als D_2, zodat T_2 in spertoestand komt. De poort kan uitgangspulsen aan de teller leveren. Als ook de tweede flip-flop omslaat worden A=B='0' en A'=B'='1'. D_5 en D_6 sperren, D_2 geleidt en stuurt T_2 open. De uitgang van de poort wordt dan weer '0'.
Foto 3 toont ons de pulstrein voor twee verschillende waarden van de ingangsspanning. Het bovenste beeld is het gevolg van een negatieve ingangsspanning, het onderste van een positieve spanning. Gevoeligheid is 5 V en 2 ms per verdeling.
Op de foto is ook duidelijk te zien dat de scheidingskondensator C_1 de pulstrein symmetrisch t.o.v. 0 V wil instellen: de eerste pulsen variëren tussen 0 en +8 V, naarmate de tijd verloopt zullen de pulsen gaan streven naar de grenzen +4 V en —4 V. Indien de teller van dit verschijnsel hinder ondervindt, kan over R_1 een clampdiode aangebracht worden, met de anode aan massa. Eventueel kan C_1 verwijderd worden, indien daardoor geen instelspanningen worden verstoord.

De klokpulsgenerator

Dit is een astabiele multivibrator, die zeer asymmetrisch is ingesteld (fig. 13). Aan de kollektor van T_1 verschijnt een puls van 20 ms breedte, variërend tussen 0 en —12 V. Deze stuurt de zaagtandschakeling. D_1 zorgt ervoor dat de kollektorspanning van T_2 snel omschakelt. Als deze diode er niet was, zou de relatief grote C_2 opgeladen worden via R_5. De kollektorspanning kan dan slechts exponentieel veranderen. T_3 geeft aan de resetpuls de nodige positieve polariteit. Normaal staat zijn basis sterk positief ingesteld t.o.v. zijn emitter, zodat hij in verzadiging is. Door de juiste keuze van R_7 kan men er voor zorgen dat de uitgang '0' is. Slaat de M.M.V. om, dan wordt de kollektor van T_2 direkt gedurende 20 ms negatief. Deze puls wordt smaller gemaakt door de differentiator C_3-R_6. De basis van T_3 wordt even —12 V, T_3 spert en de uitgang wordt +12 V. De + sprong, die optreedt bij het terugspringen van de multivibrator, heeft geen invloed op T_3, omdat deze transistor dan in verzadiging staat ingesteld.
Foto 4 toont bovenaan de resetpuls en

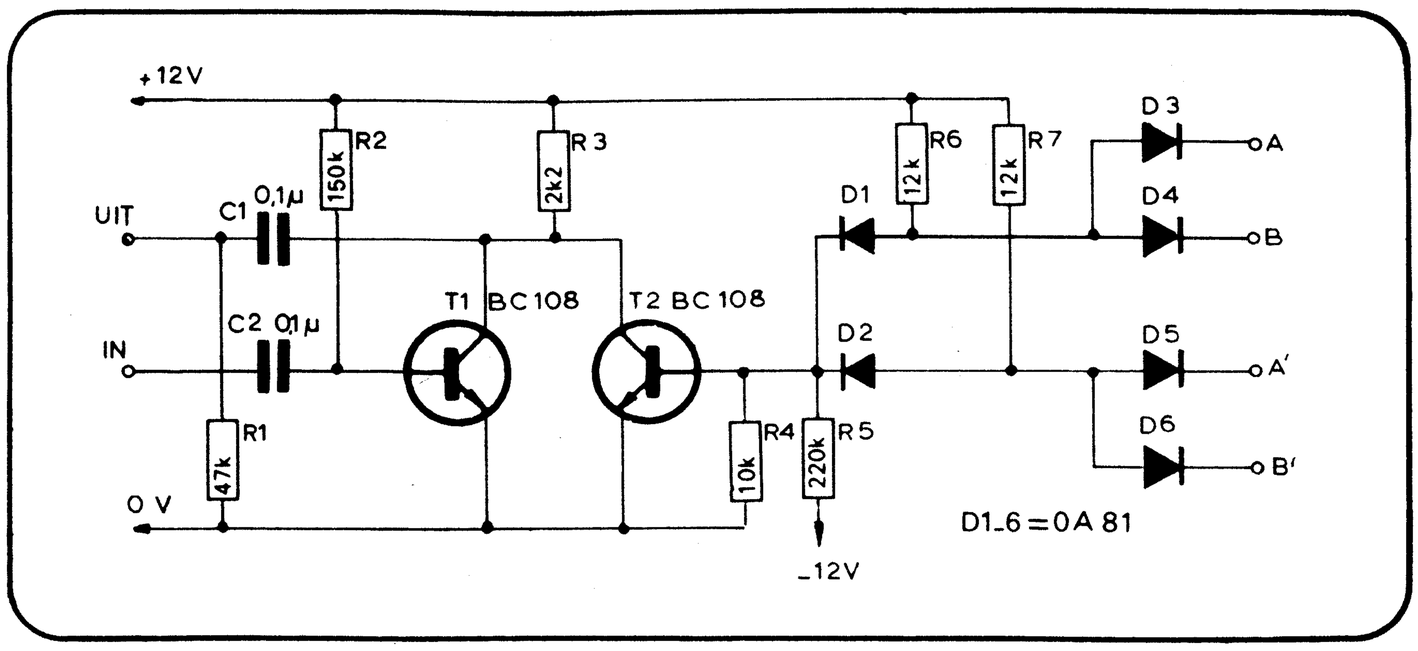


Fig. 12. De poortschakeling bestaat uit 2 AND en 1 OR schakeling.

A	B	C		A	
0	0	1	1	0	
0	1	0	0	1	B
1	0	0			
1	1	1			

Fig. 12a. De waarheidstabel met het overeenstemmende Karnaugh-diagram voor de poortschakeling.

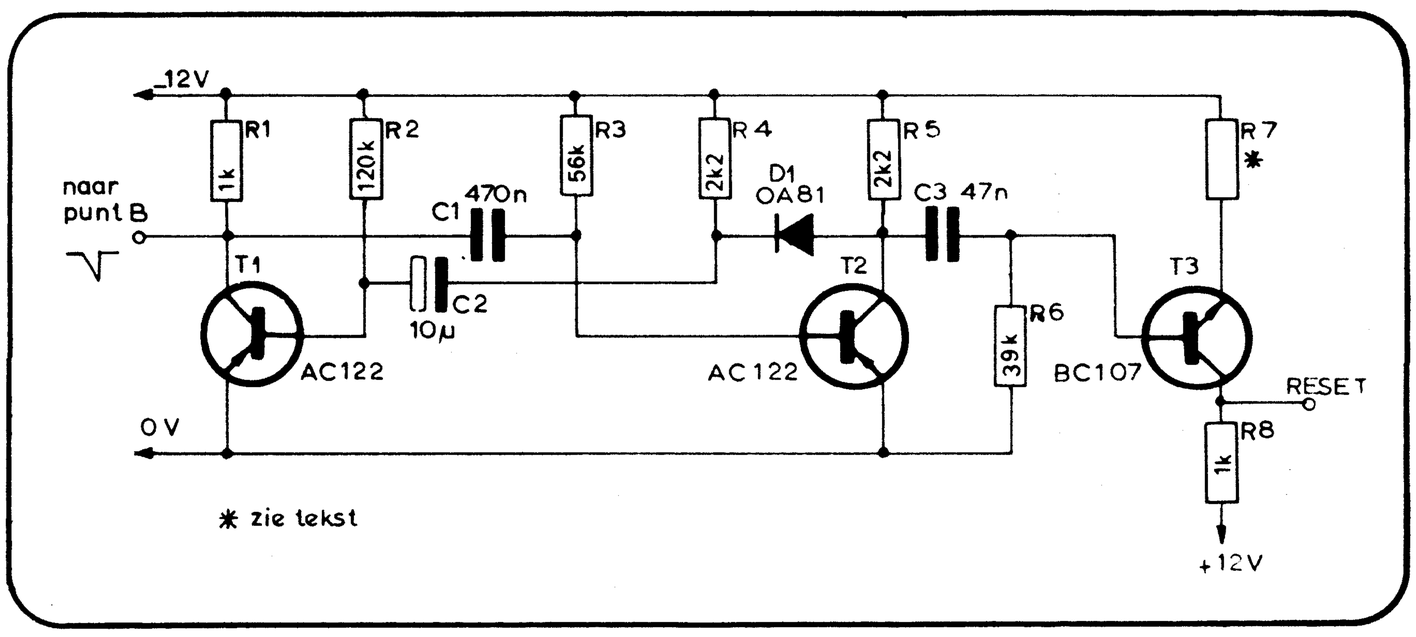


Fig. 13. De klokpulsgenerator is een a-stabiele multivibrator. Door juiste keuze van R_7 kan de uitgang '0' worden.

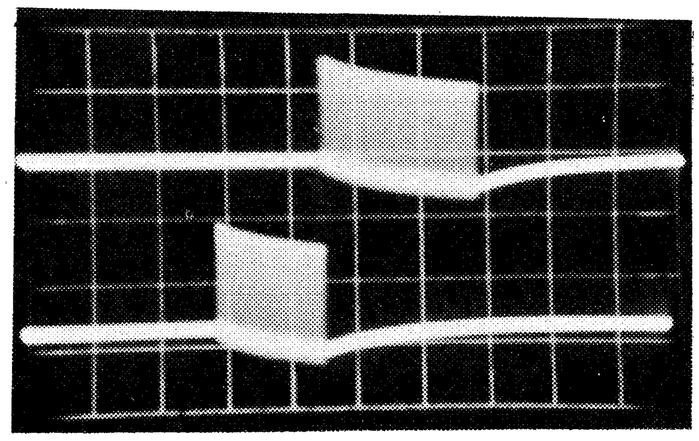


Foto 3. De pulstrein voor twee verschillende waarden van de ingangsspanning. Het bovenste beeld is het gevolg van een negatieve ingangsspanning, het onderste van een positieve spanning. De gevoeligheid is 5 V en 2ms per verdeling.

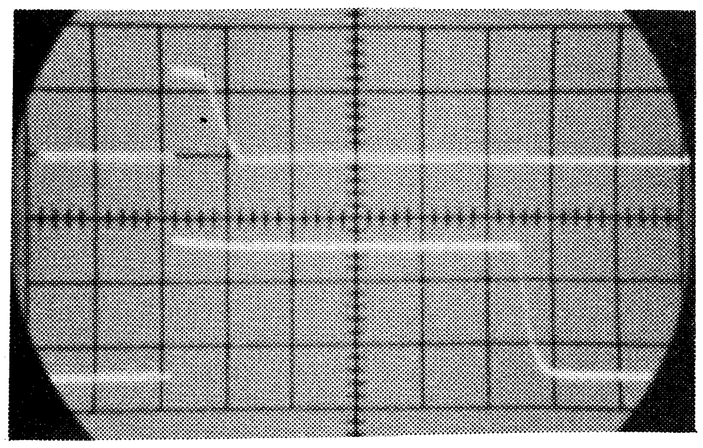


Foto 4. De klokpulsgenerator geeft een resetpuls en een zaagtandstuurpuls (op de foto: resetpuls boven en zaagtandstuurpuls onder).

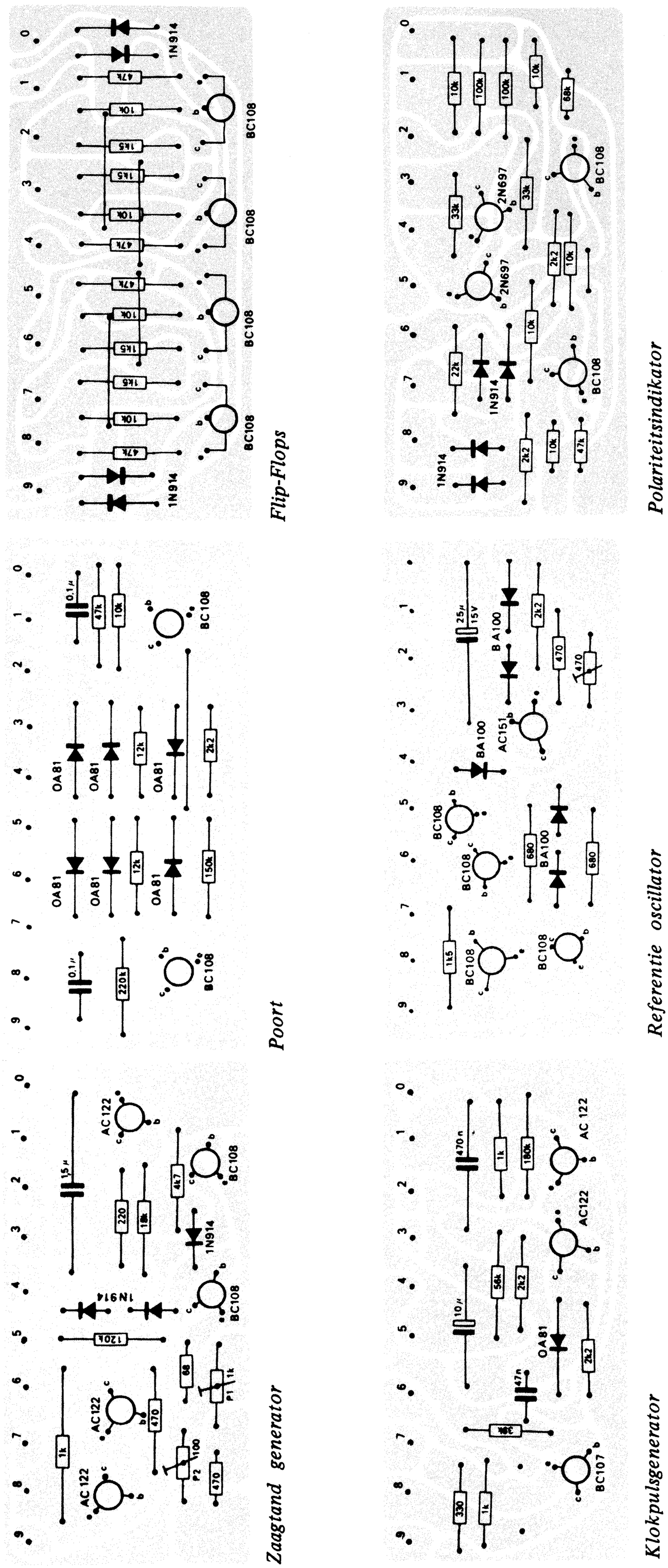


Fig. 15. De 7 printjes met de komponentenopstelling.

onderaan de zaagtandstuurpuls. Merk op dat de twee pulsen tezelfdertijd worden opgewekt, alhoewel teoretisch de resetpuls voor de zaagtandstuurpuls moet komen. In de praktijk blijkt deze vereenvoudiging geen ongunstige gevolgen met zich te brengen.

De konstruktie

Om eksperimenteren met de schakeling toe te laten is geen grote printplaat gebruikt. De schakelingen zijn op printplaatjes met gelijke afmetingen gemonteerd, langs de bovenzijde voorzien van miniatuuraansluitstripjes met 10 kontakten. Aan de onderzijde worden twee beugeltjes bevestigd die toelaten de printjes rechtop op een rij te monteren (fig. 14). De aansluitkode werd zodanig gekozen, dat de bedrading tot een minimum kan worden herleid. Fig. 15 toont de 7 printjes en de komponentenzijde. De onderlinge bedrading is voorgesteld in fig. 16.

Afregeling

De beide voedingsspanningen moeten zeer goed gestabiliseerd zijn.
Na het inschakelen wordt de ingang met de massa verbonden en wordt de uitlezing met behulp van de komparatorpotentiometer op 0000 geregeld.

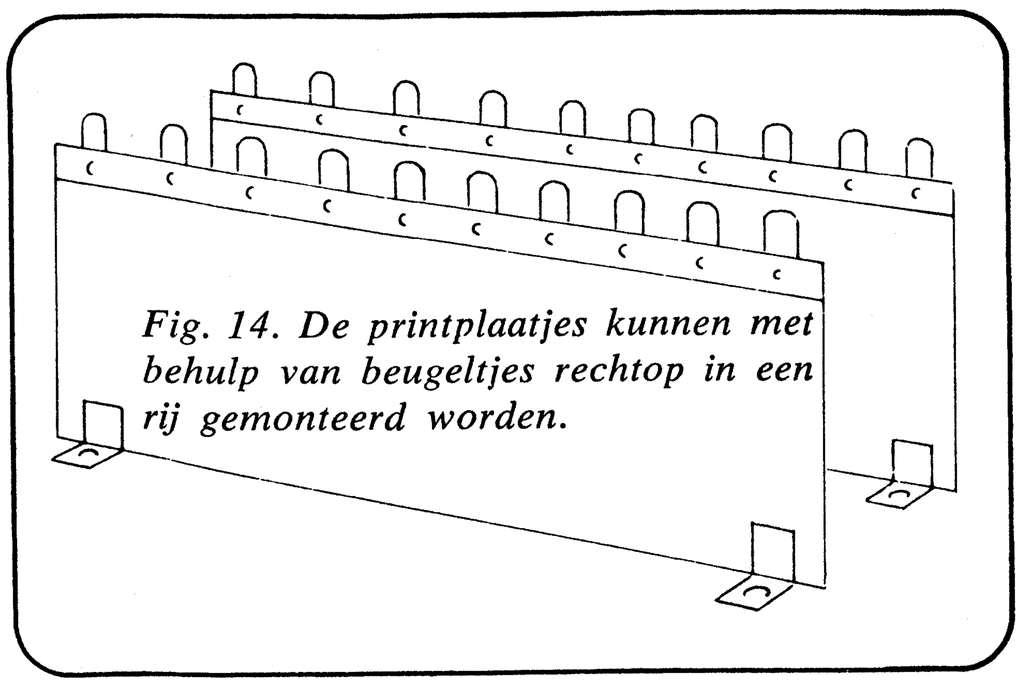


Fig. 14. De printplaatjes kunnen met behulp van beugeltjes rechtop in een rij gemonteerd worden.

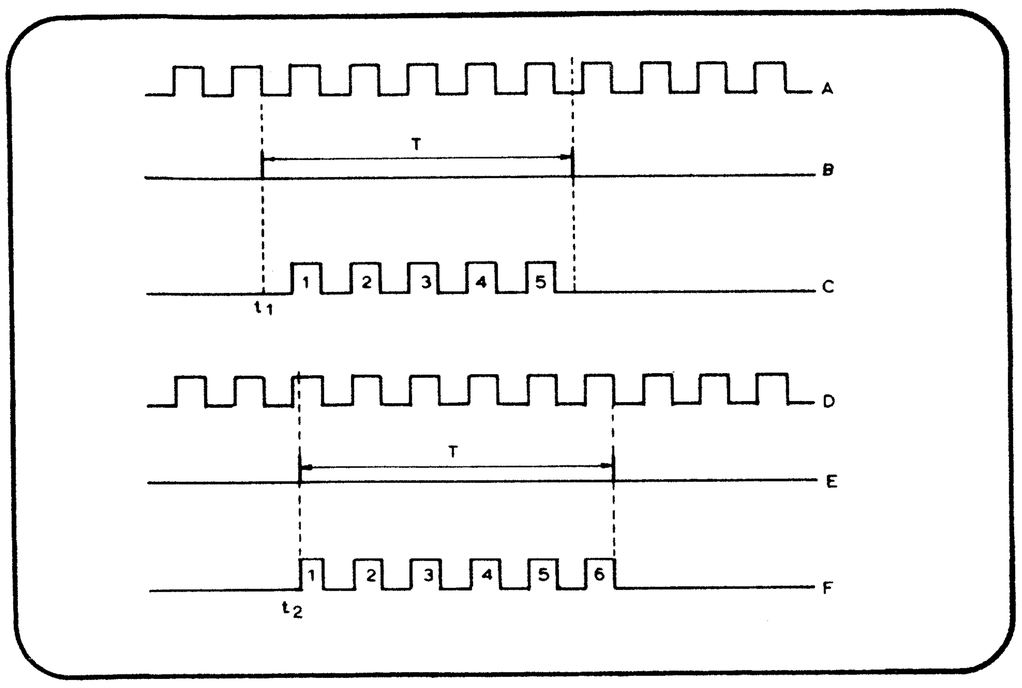


Fig. 17. Het diagram van een meting, waarin A en D het referentiesignaal zijn.

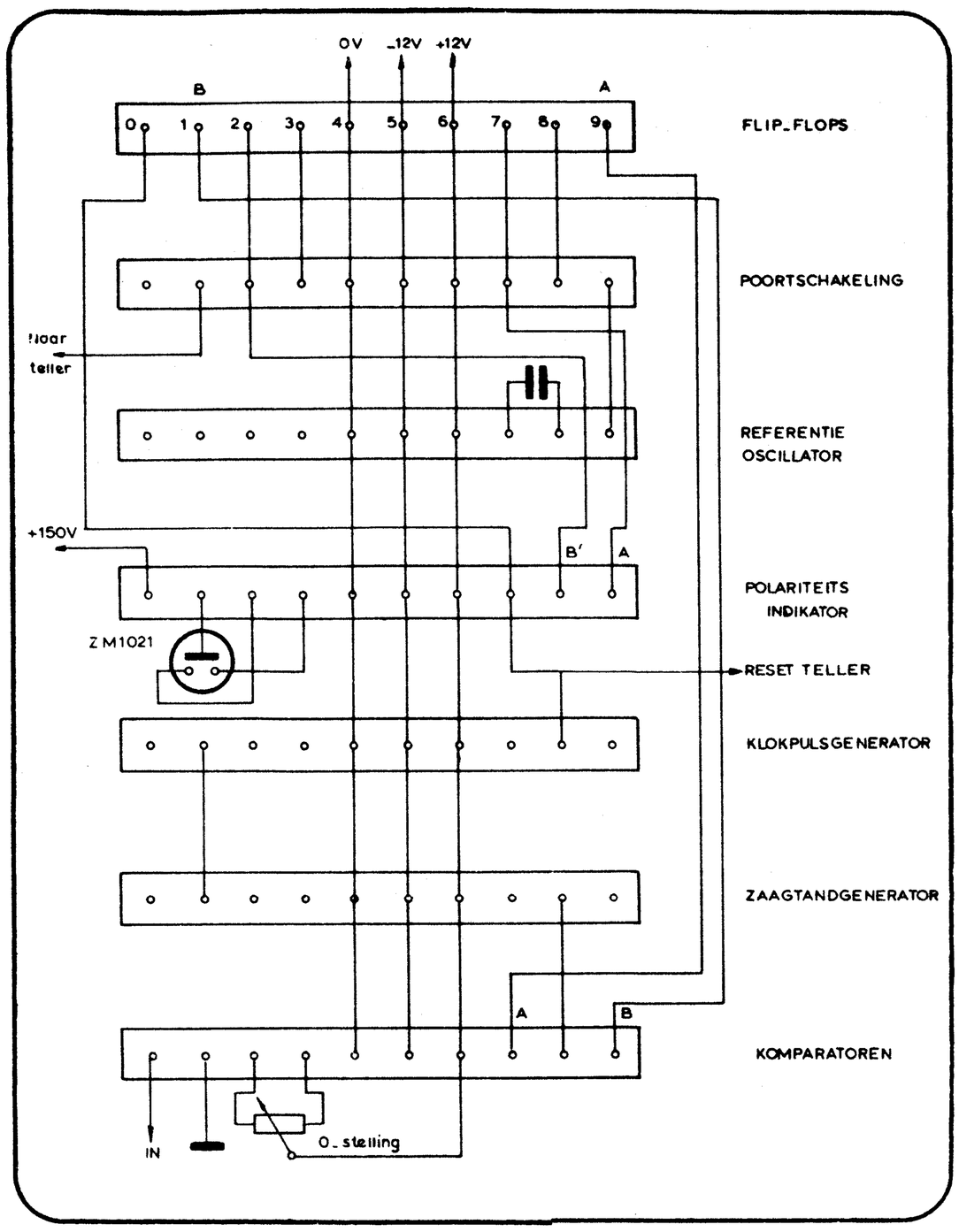


Fig. 16. Bovenaanzicht van de printopstelling. De doorverbindingen tussen de printjes onderling zijn eenvoudig aan te brengen.

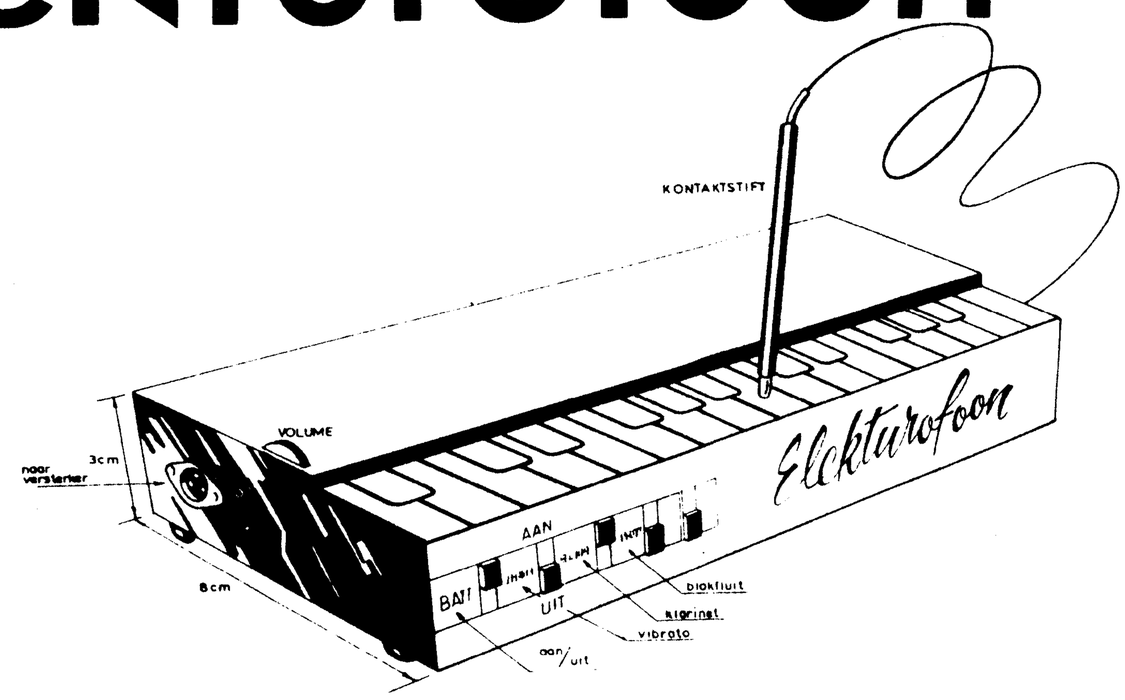
Indien dit niet mogelijk is moet de potentiometer vergroot worden. Men kan dan de termische stabiliteit kontroleren. Zoals gezegd hangt deze voornamelijk af van de termische koppeling tussen de komparatortransistoren. Bij het prototype duurde het ongeveer 15 minuten voor de schakeling was uitgestabiliseerd. Nadien moest men af en toe de potmeter bijregelen omdat de nulaanduiding enkele eenheden verliep.
Voor het ijken van de schakeling heeft men in feite een andere DVM of een referentiespanningsbron nodig. Schakelt men aan de ingang bijvoorbeeld 1,000 V, dan kan men door de helling van de zaagtand en de frekwentie van de referentieoscillator te variëren, de aflezing op 1 000 instellen.
Van het prototype werd de lineariteit opgemeten. Als men V_{in} = 0,7 V als referentie nam duidde de meter voor een ingangsspanning van 1,4 V 1388 aan, dit is een fout van 0,8 %. Bij V_{in} = 0,1 V beweerde de schakeling dat de ingangsspanning 0,108 V was. Dit komt overeen met een fout van 8 %. Deze grote fout was bij 0,2 V reeds gedaald tot 1,5 %. Samenvattend kan men dus besluiten dat de meter-lineariteit voor spanningen groter dan 0,15 V bevredigend is. Onder deze waarde wordt liefst niet gemeten (dit verschijnsel doet zich bij een wijzer-instrument ook voor).
Het spreekt vanzelf dat de ADC moet worden voorafgegaan door een hoogohmige ingangsschakeling met spanningsdeler om een bruikbare digitale voltmeter te realiseren.

Opmerking over de statistische spreiding op de eenheden

Meet men met de schakeling een spanning, dan merkt men op dat de indikatie van meting tot meting enkele eenheden afwijkt. Alhoewel dit verschijnsel door experimenteren met de komparatoren te minimaliseren is, blijft het toch bestaan, omdat het inherent is aan het gebruikte principe. De referentieoscillator is namelijk vrijlopend uitgevoerd, d.w.z. dat hij niet gesynchroniseerd is met de komparatoruitgangen. De tijdrelatie tussen het opwekken van een referentiepuls en een komparatorpuls is niet vast bepaald.
In figuur 17 stellen A en D het referentiesignaal voor. Aan de ADC wordt een spanning geschakeld, die de poort gedurende een tijd T openstuurt. Bij de eerste meting B schakelt komparator A om op het tijdstip t1. De poort levert 5 pulsen aan de teller. Bij de tweede meting E schakelt komparator A om op het moment t2. Alhoewel de poort gedurende dezelfde interval T openblijft, levert de poort nu 6 pulsen.
In dure professionele DVM'ers lost men dit probleem op door de referentieoscillator te laten starten door de eerste komparatorpuls. De moeilijkheid bestaat er echter in een oscillator te ontwerpen die dadelijk bij het starten een stabiele frekwentie opwekt. Het signaal moet bovendien steeds met dezelfde faze starten!

Voor ca. 90 gulden is momenteel een elektronisch muziekinstrumentje verkrijgbaar. De redaktie heeft deze stylofoon onder de loep genomen en een nieuw instrument ontworpen dat thans nauwelijks nog als speelgoed kan worden betiteld. Behalve als speelgoed kan de elekturofoon hen die overwegen zelf een elektronisch orgel te bouwen een portie praktijkstudie verschaffen. Daarnaast zal het instrument een "eigen sound" kunnen betekenen voor bijvoorbeeld popgroepen.

elekturofoon



Van stylofoon naar elekturofoon

Op het ogenblik wordt in warenhuizen en radiozaken een "elektronisch orgel" aangeboden voor minder dan honderd gulden. Het ding heeft niets om het lijf en je vraagt je dus af waarom die plastik doos met een handjevol weerstanden en transistoren nog zoveel moet kosten. Een feit is dat het in een aantal televisieprogramma's is gedemonstreerd en met sukses.

Het schema (figuur 1) is van maksimale eenvoud en bestaat uit een dubbel-T-oscillator, waarvan het dubbel-T-filter wordt gevormd door R_{23}, R_{24}, P_1, C_5, C_4, C_3, R_{35} alsmede de serieschakeling van weerstanden R_1 t/m R_{20}. Terugkoppeling vindt plaats van de emitter van T_2 via het dubbel-T-netwerk naar de basis van T_1. Het blokvormige oscillatorsignaal wordt via C_6 toegevoerd aan een versterkertrap (T_3) met in de kollektorleiding een hoogohmige luidspreker.

Op het bedieningspaneel staat met forse letters VIBRATO aangegeven, maar op punt A is de 6 Hz oscillator aangesloten, zodat voornamelijk amplitudemodulatie wordt verkregen, hetgeen in muziekkringen tremolo heet. Indien dezelfde oscillator op punt B zou zijn aangesloten wordt inderdaad de frekwentie gevarieerd, de naam vibrato waardig.

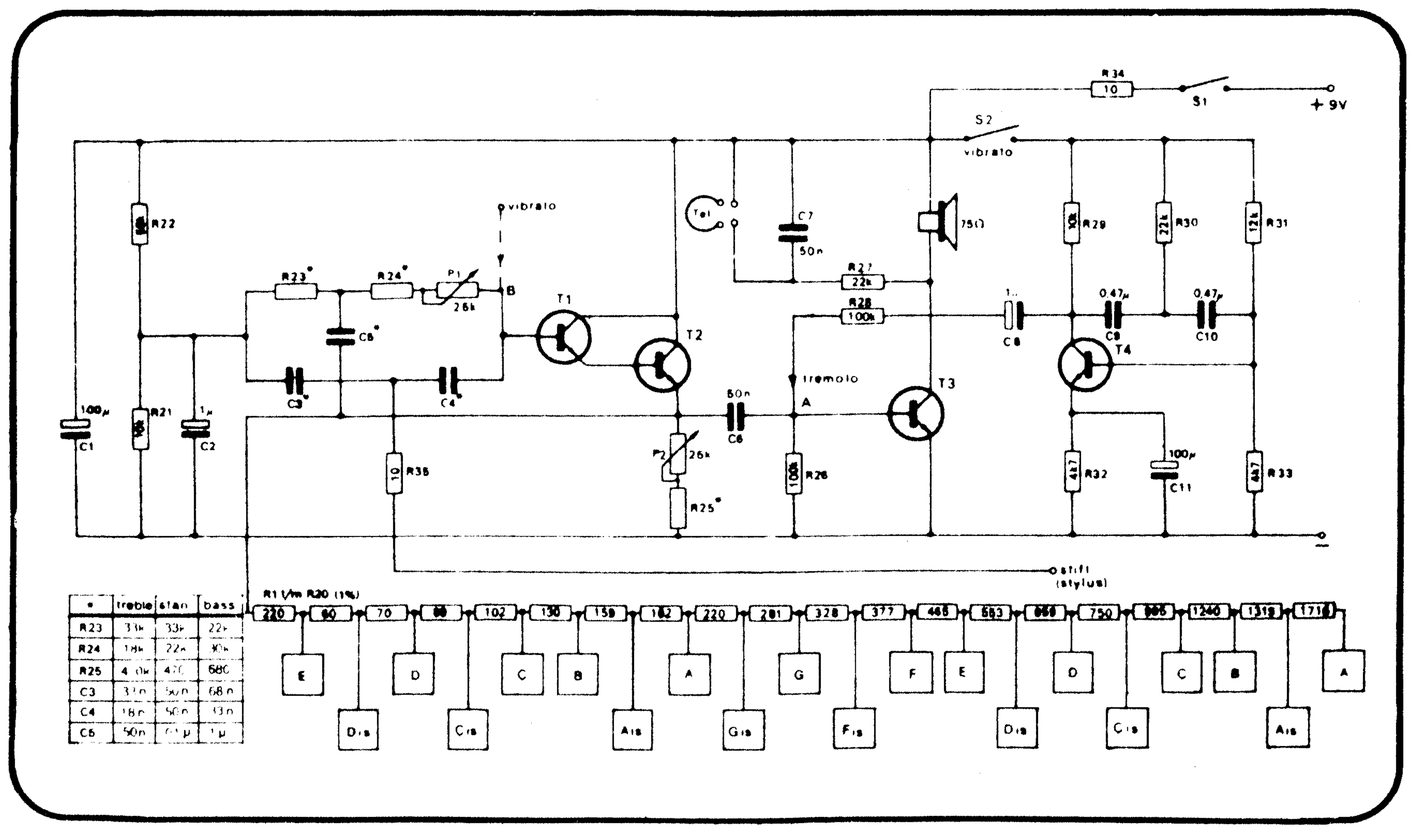
Voor de "vibrato" is gebruik gemaakt van een RC-laddernetwerk-oscillator. De verzwakking van het laddernetwerk (ca. 29x) wordt ongedaan gemaakt door transistor T_4.

De toetsen zijn zo eenvoudig van samenstelling, dat het verbazing wekt, dat dit systeem nooit eerder werd gebruikt, hoewel het idee veel gelijkenis vertoont met het MINIORGEL uit elektuur, november 1969, pag. 1131. Elke toets, een verchroomd deel van een printplaat, is verbonden met een weerstand. Alle weerstanden zijn in serie geschakeld en vormen samen één variabele weerstand (zie fig. 1). In de stylofoon werden 1 % weerstanden gebruikt, die in de praktijk voldoende nauwkeurig zijn voor een aanvaardbare afstemming.

Ondanks het sukses van de stylofoon meent de redaktie dat een betere opzet mogelijk is. Een grotere stabiliteit van de oscillator, een zaagtand in plaats van een blokgolf, een echte vibrato, een paar mooie filters en een groter aantal toetsen zijn in ieder geval gewenst.

Een goede zaagtandgenerator

Figuur 2 toont het schema van een uiterst stabiele zaagtandgenerator, opgebouwd met een gesimuleerde triggerdiode bestaande uit T_2 en T_3. De laadkondensator (C_1) wordt door een konstante stroombron (T_4 en $R_7 + R_T$) lineair opgeladen. Wanneer de spanning op de kollektor van T_4 lager wordt dan de spanning op het knooppunt van weerstandsdeler R_3, R_4 dan gaat T_3 geleiden. Hierdoor gaat ook transistor T_2 geleiden, zodat een lawine-effekt ontstaat en kondensator C_1 zeer snel wordt ontladen. Weerstand R_3 wordt door T_2 kortgesloten naar de voeding zodat T_1 spert met het gevolg, dat de stroombron wordt uitgeschakeld en de transistorkombinatie T_2, T_3 weer in nietgeleidende toestand raakt. De laadperiode start nu weer opnieuw.



Figuur 1. Komplete schakeling van de stylofoon.

Over kondensator C_1 wordt aldus een zaagtandspanning verkregen met een zeer goede lineariteit (een waarborg voor stabiliteit), die via een emittervolger (T_5) naar de uitgang wordt gevoerd.
De twee dioden in de kollektorleiding van T_1 kompenseren de temperatuurafhankelijkheid van de basis-emitterspanningen van de transistoren.
De frekwentie van deze zaagtandoscillator is afhankelijk van de stroombron en bedraagt:

$$f = \frac{1}{(R_T + R_7) \cdot C_1}$$

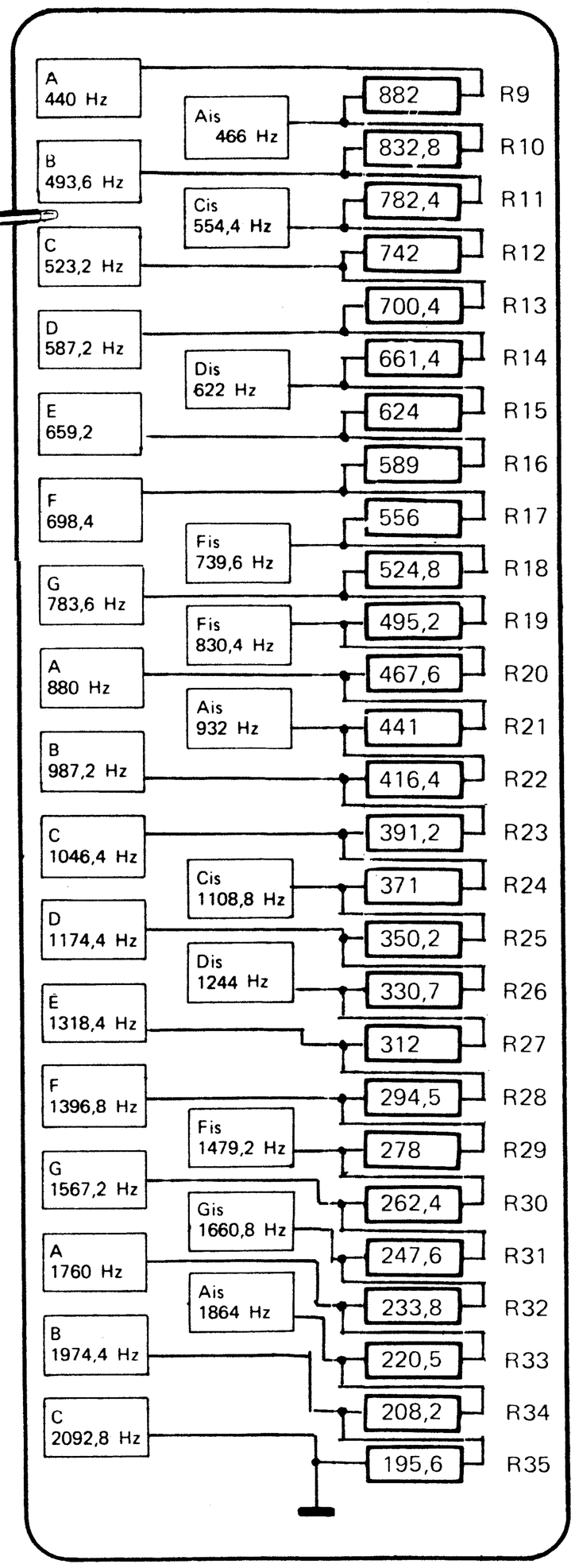
Via een grote weerstand (R_6) kan het vibratorsignaal aan de emitter van T_4 worden toegevoerd. Omdat de stroombron geen enkele invloed heeft op de amplitude van het uitgangssignaal is het duidelijk, dat hiermee alleen de frekwentie wordt gevariëerd en er sprake is van werkelijke vibrato.

Het toetsenbord

Weerstand R_T uit figuur 2 wordt vervangen door een serieschakeling van weerstanden (zie figuur 3). Elk knooppunt tussen twee weerstanden is verbonden met een „toetskontakt", dat in de vorm van een vlakje op de printplaat is aangebracht. Het toetsenbord bestaat dus uit een deel van de printplaat waarop de gehele schakeling kan worden gebouwd. Met een koperen pennetje dat bijvoorbeeld in een balpenhouder geplaatst kan worden, dat aan een zijde goed afgerond is en aan de andere zijde via een weerstand is verbonden met de emitter van T_4, wordt het „toetsenbord" bespeeld. Goed bruikbaar is ook een testpen zoals veelal bij universeelmeters wordt toegepast. Om een goed kontakt tussen het pennetje (stylo) en de „toets" te verzekeren is het koperoppervlak van de printplaat vernikkeld. Natuurlijk is het reeds voldoende om alleen de „toetsen" te vernikkelen maar dit is een tamelijk kostbare zaak, vandaar dat de in de printservice opgenomen print geheel vernikkeld is. Ten aanzien van het solderen moet men er rekening mee houden, dat een iets langere soldeertijd nodig is om een goed soldeerkontakt te krijgen. Om deze reden is het dan ook wenselijk om het in de delers toegepaste IC (zie fig. 6) in een voetje te plaatsen. (een betrouwbaar IC-voetje is op het ogenblik verkrijgbaar voor minder dan *f* 1,—, zie elders in dit nummer).

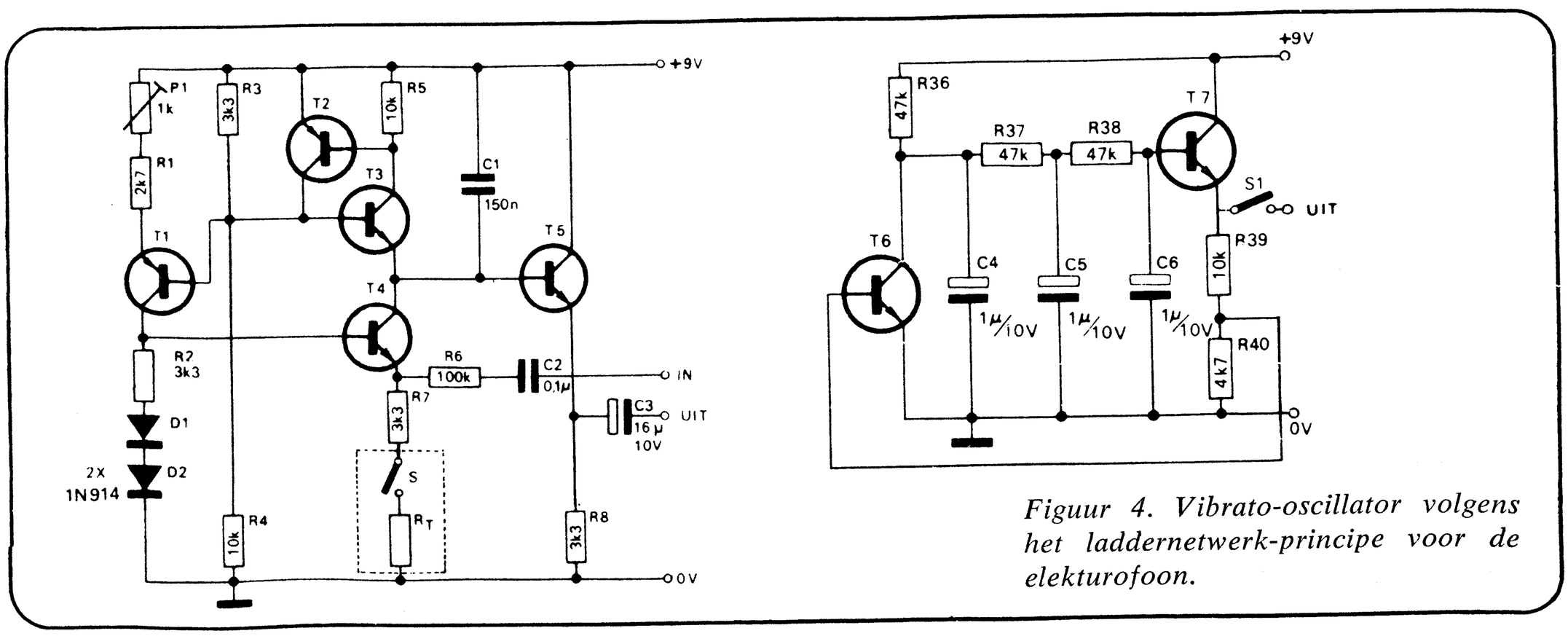
Figuur 2. Stabiele zaagtandgenerator zoals die in de elekturofoon wordt toegepast.

Figuur 3. Toetsenbord met weerstandenreeks en stift (stylo) waarmee het orgel wordt bespeeld.

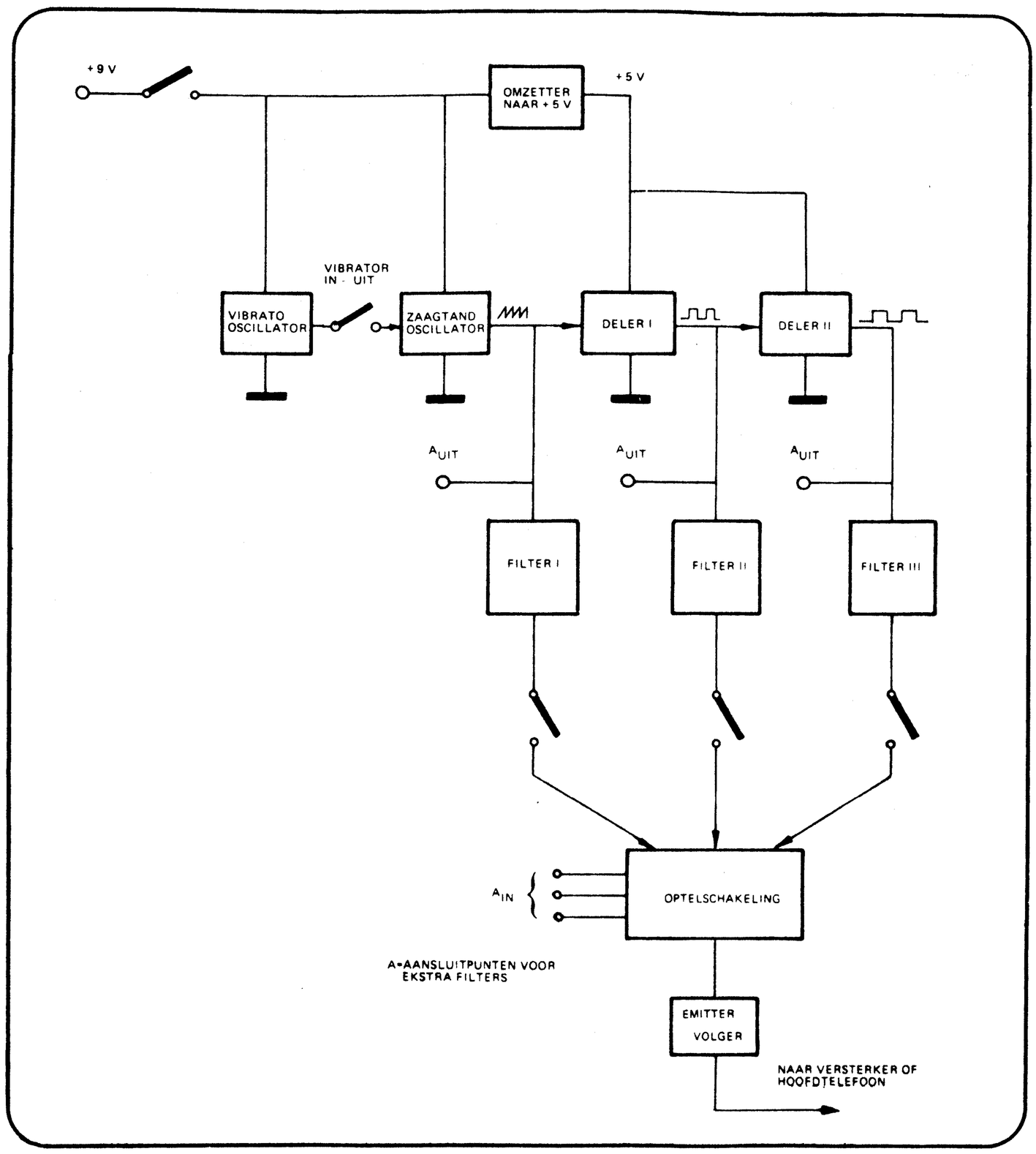


Vibrato-unit

De vibrato-oscillator (fig. 4) is evenals bij de stylofoon volgens het ladderprincipe opgebouwd, waarbij echter een ekstra transistor is toegevoegd om



Figuur 4. Vibrato-oscillator volgens het laddernetwerk-principe voor de elekturofoon.



Figuur 5. Blokschema van de elekturofoon met een zaagtandoscillator, twee delers en drie filters.

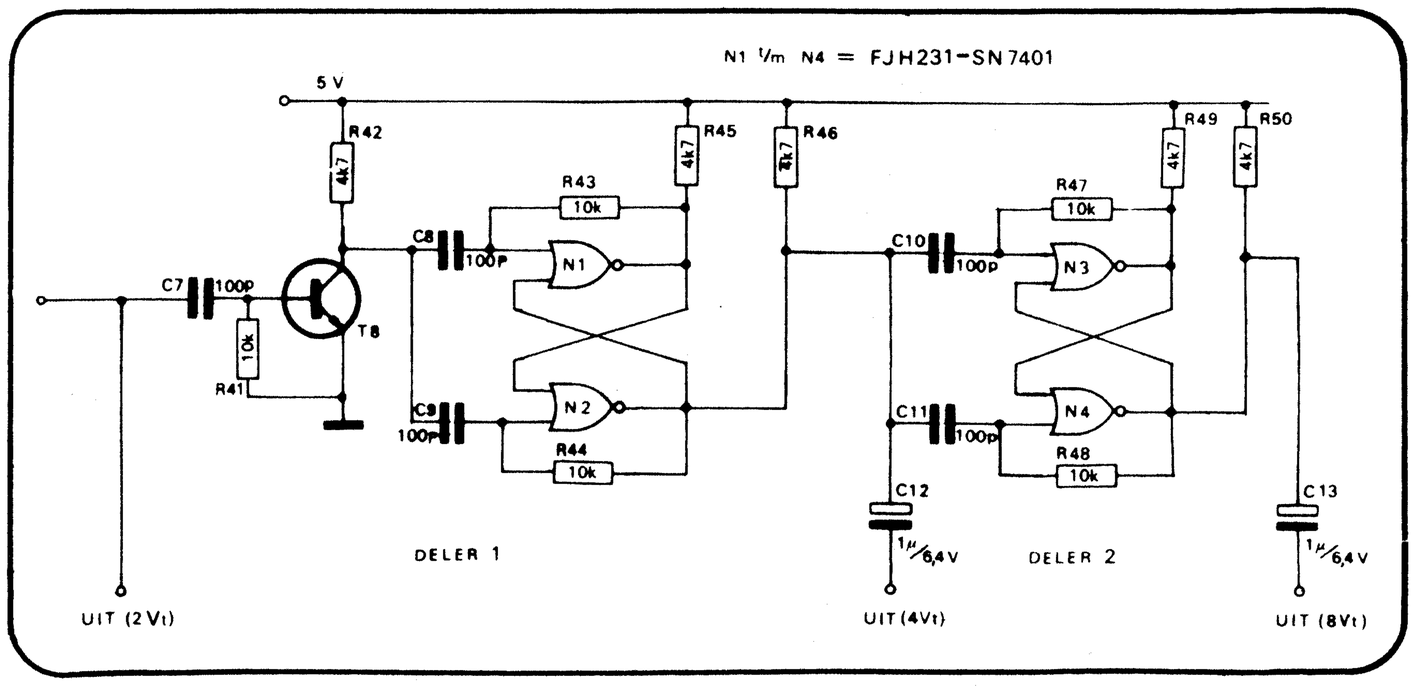
oscilleren te garanderen. Bovendien gaat de oscillator laagohmig uit.
De plaats waarop de zaagtandgenerator wordt beïnvloed is zorgvuldig gekozen, nl. de emitter van T_4 (figuur 2). De frekwentiemodulatie is dan afhankelijk van de toetsweerstand (R_T), zodat het vibrato bij hoge tonen minder indringend is dan bij lage frekwenties, hetgeen een natuurlijker indruk krijgt. De vibrato-frekwentie is vast ingesteld op 6,5 Hz, die men kan verlagen of verhogen door de waarde van C_4 t/m C_6 te veranderen.

In de praktijk blijkt, dat 6,5 Hz in de meeste gevallen een zeer gunstige waarde is.

Delers en filters

In het blokschema van figuur 5 is aangegeven hoe de elekturofoon verder is uitgebreid met twee delertrappen en enkele filters. Hierdoor is het mogelijk om drie totaal verschillende tonen weer te geven, die steeds een oktaaf verschillen. Tevens kan men deze tonen onderling kombineren, zodat bizonder aardige klanken ontstaan.
De meest goedkope deler is ongetwijfeld de AC-flipflop met de FJH231 (7401), zoals die in het novembernummer (pagina 1129 e.v.) is beschreven. Met één IC, 8 weerstanden en 4 kondensatoren kunnen twee flipflops worden gebouwd, waardoor het bereik van de elekturofoon niet twee oktaven maar vier oktaven wordt.
Het schema van de delers is weergegeven in figuur 6. De eerste flipflop wordt voorafgegaan door een inverter die ervoor zorgt, dat de flipflop negatieve pulsen van de juiste grootte krijgt aangeboden. Er zijn drie uitgangen, nl. van de zaagtandoscillator, de eerste flipflop, (een oktaaf lager,

Figuur 10. Print en komponentenopstelling van de komplete elekturofoon. De weerstanden R9 t/m R35 bestaan elk uit een serieschakeling van een vaste weerstand van een instelpotentiometer waarmee het orgel kan worden gestemd.
De stemprocedure is als volgt. Allereerst wordt met de stift de hoogste toon (C) "aangeslagen" en potmeter P_1 afgeregeld tot de toonhoogte overeenkomt met die van een ander muziekinstrument. Hierna worden andere tonen achtereenvolgens van hoog naar laag afgeregeld m.b.v. de bijbehorende instelpotmeters te beginnen met R35a, vervolgens R34a, enz. Een andere volgorde is niet toegestaan, omdat elke potmeter de lager liggende tonen beinvloedt.



Figuur 6. De delers zijn uitgevoerd met één IC van het type FJH231 (7401) en leveren aan de uitgangen 2 en 3 blokspanningen. Voor de sturing van de eerste flipflop is een ekstra transistor toegevoegd.

Onderdelenlijst elektu-rofoon

Weerstanden 1/8-1/4 W, ± 5%

R1	=2,7 kOhm
R2,3,7,8	=3,3 kOhm
R4,5,39,41, 43,44,47,48	=10 kOhm
R6,55,58,59, 60,61,62,63	=100kOhm
R9,10,11	=680 Ohm
R12,13,14, 15,66	=560 Ohm
R16,17,18	=470 Ohm
R19,20,21	=390 Ohm
R22,23,24	=330 Ohm
R25,26,27, 28	=270 Ohm
R29,30,31	=220 Ohm
R32,33	=180 Ohm
R34,35	=150 Ohm
R36,37,38, 51,52,53,57	= 47kOhm
R40,42,45,46, 49,50,64	= 4,7kOhm
R54,56	=180kOhm
R65	= 1kOhm

P_1 = instelpotmeter 1kOhm lin.

P_2 = potmeter 20kOhm log.

Miniatuur instelpot-meters

R_{9a} t/m R_{13a} = 300 Ohm lin.

R_{14a} t/m R_{25a} = 200 Ohm lin.

R_{26a} t/m R_{35a} = 100 Ohm lin.

Kondensatoren

C1	=150uF
C2	=0,1 uF
C3,4,5,6	=1uF-10V
C7,8,9,10,11	=100pF
C12,13,20	=1uF-6,4V
C14,15	=2,2uF
C16	=330pF
C17,18	=8,2nF
C19	=470pF
C21	=10uF-6,4V
C22	=200uF-10V
C23	=100uF-6,4V

Halfgeleiders

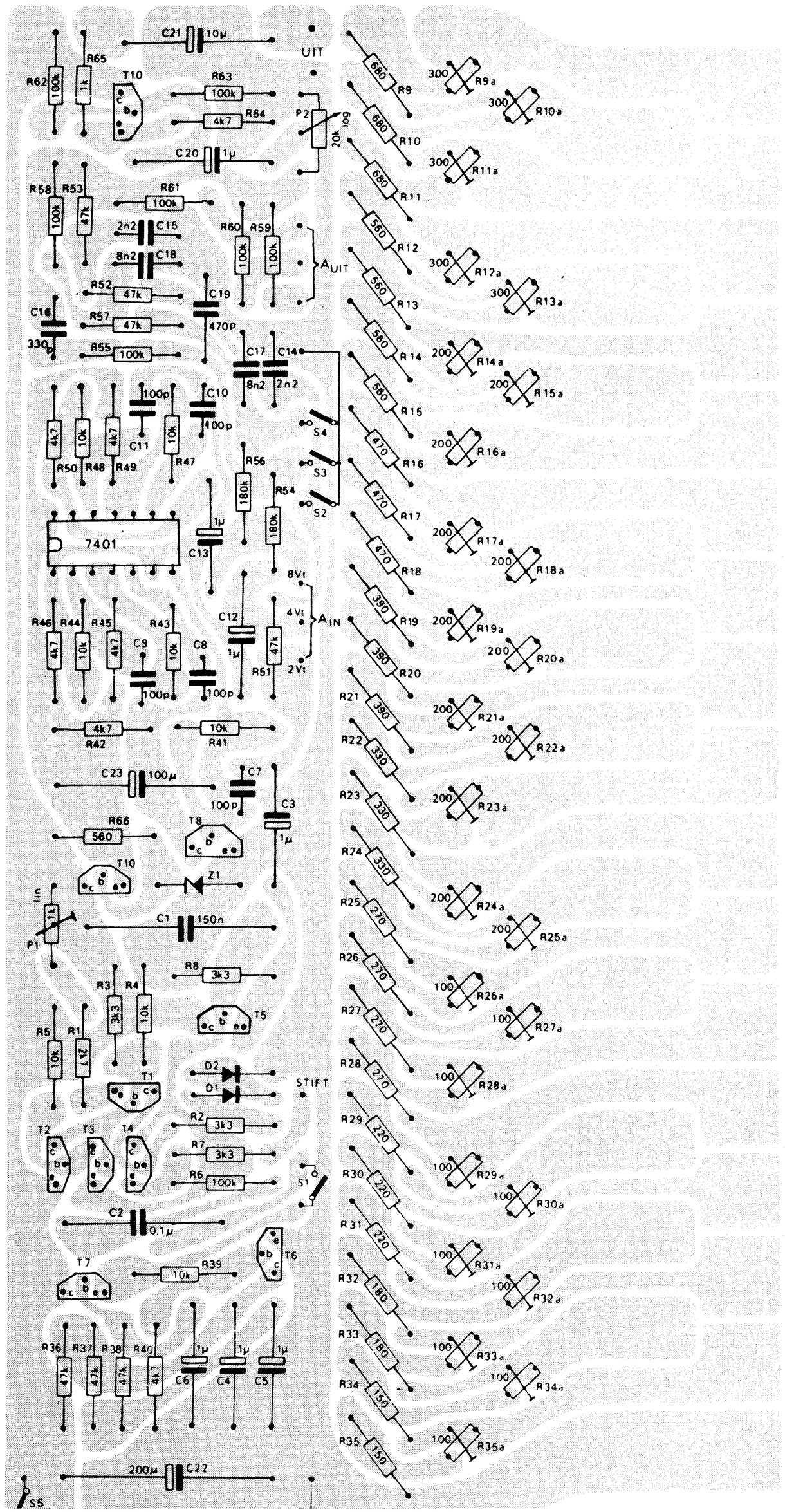
T1,T2=BC158,VP150, BC153,BC177 enz.

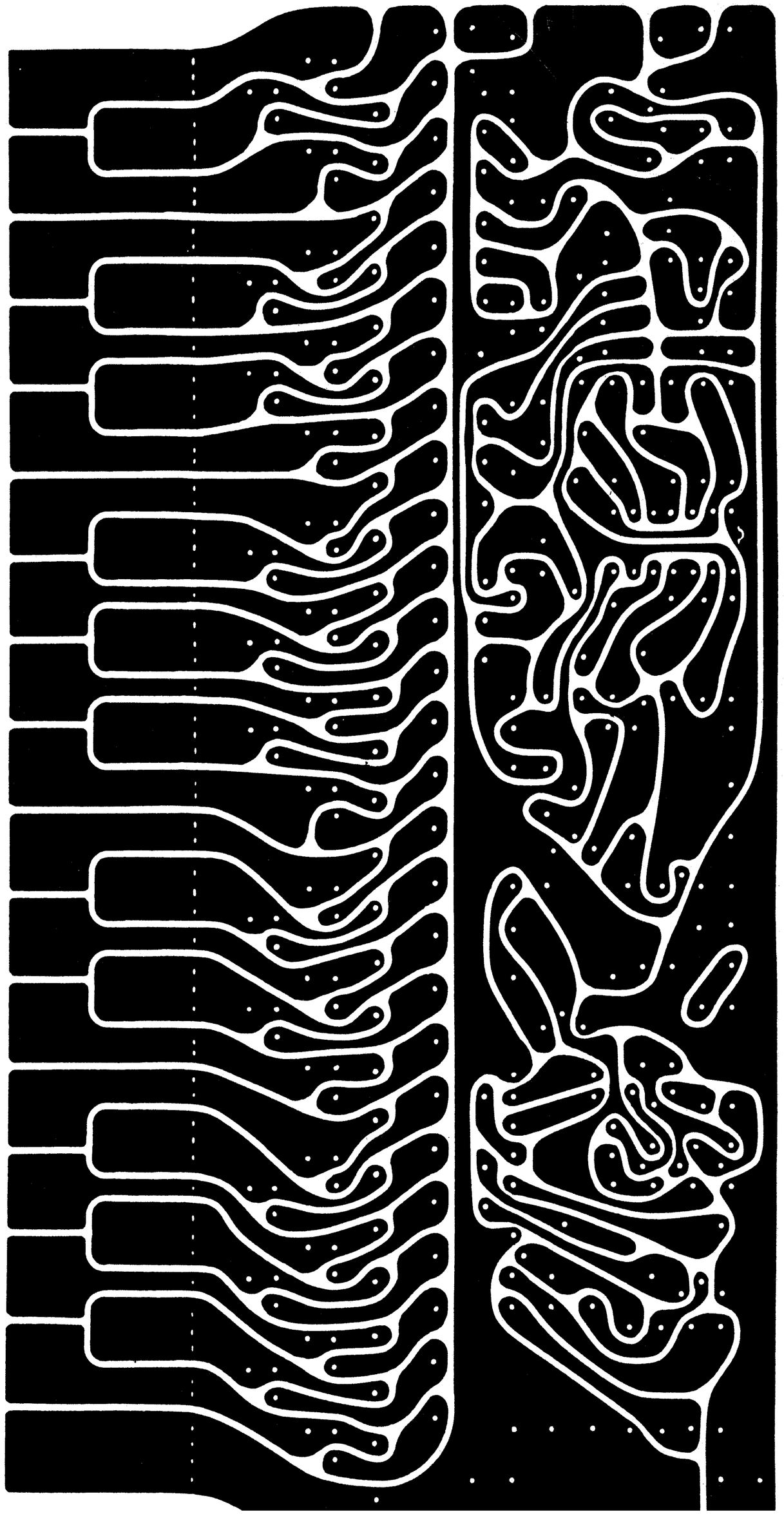
T3t/mT10=BC148, VN140,BC108,BC183 enz.

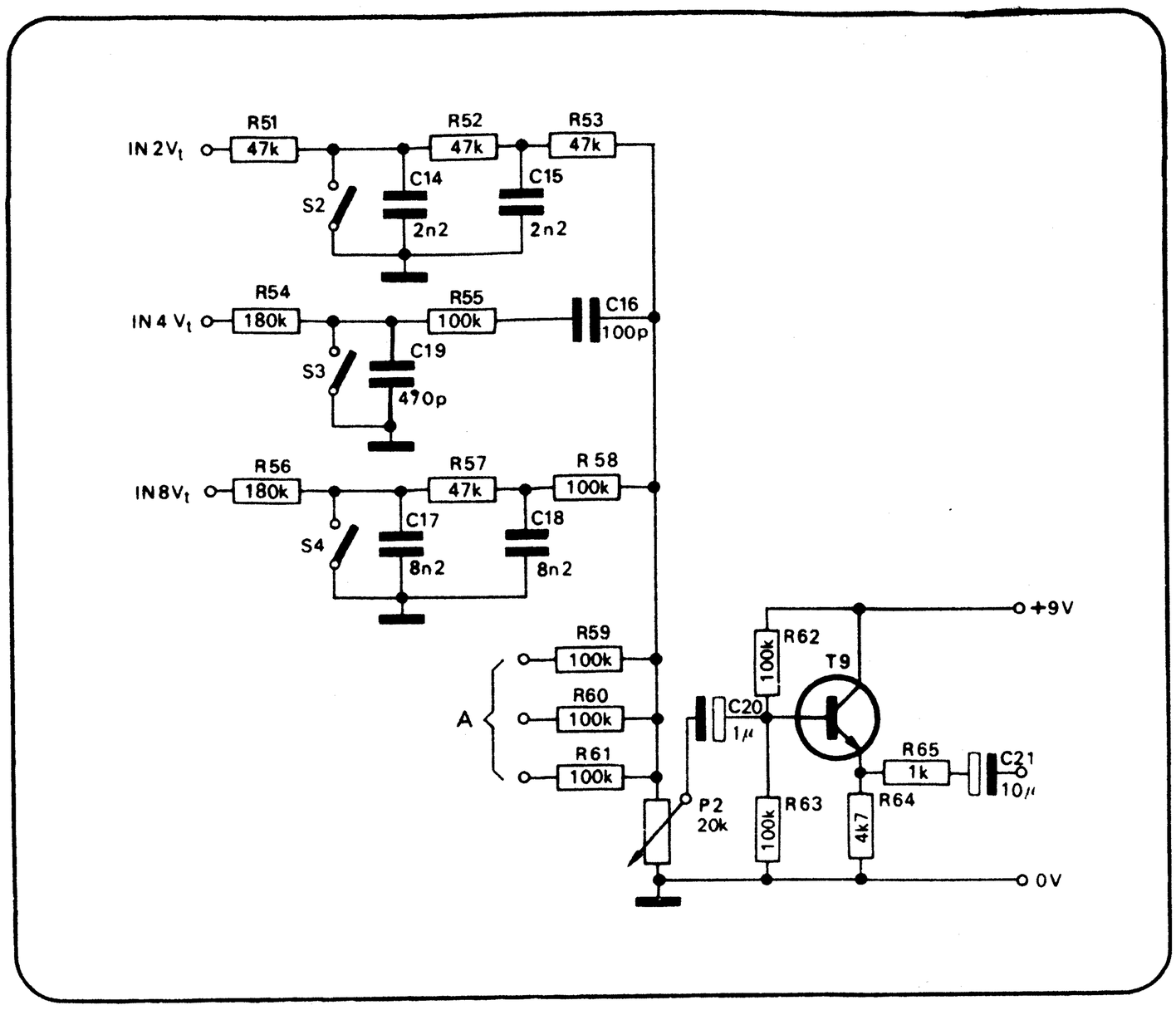
D1,D2=1N914,BA100

N1t/mN4=SN7401,FJH 231,SF.C.401E

S1t/mS5=omschakelaars, enkelpolig







Figuur 7. Klankvorming d.m.v. drie filters. Let op de kortsluitschakelaars waarmee de toon wordt in- en uitgeschakeld. Achter de optelschakeling (R_{53}, R_{55}, R_{58}) is een emittervolger geschakeld waarmee een hoogohmige hoofdtelefoon kan worden gestuurd.

zij het dan als blokgolf) en de tweede flipflop (nog een oktaaf lager). Op elk van de uitgangen wordt een filter aangesloten, dat kenmerkend is voor dat frekwentiegebied en een groot klankverschil geeft tussen de drie uitgangen (zie fig. 7). De filters zijn ontleend aan het decembernummer 1968. In de eenvoudige elekturofoon is het voldoende om een keuze te maken uit de drie gefilterde tonen door elk filter van een eigen kortsluitschakelaar te voorzien. Voor hen die met klankfilters eigen eksperimenten willen uitvoeren en bijv. een Janssenfoon of een Pieterfoon willen samenstellen zijn de drie uitgangen van de zaagtandoscillator en de delers dubbel uitgevoerd en zijn tevens drie ekstra ingangen beschikbaar bij de optelschakelingen (punten A).

Het optellen van de uitgangssignalen van de filters geschiedt d.m.v. weerstanden van minstens 47 kOhm. (R_{53}, R_{55}, R_{58}). Achter deze optelschakeling is een emittervolger geschakeld waardoor een lage uitgangsimpedantie wordt verkregen. De emittervolgeruitgang is geschikt voor een hoogohmige hoofdtelefoon maar kan natuurlijk ook op een versterker(tje) worden aangesloten. Met potmeter P_2 kan men het volume regelen.

Het is natuurlijk ook mogelijk om in eerste instantie de delers en de filters en de uitgang van de zaagtandoscillator direkt te verbinden via een weerstand van 100 kOhm met de ingang van een versterker.

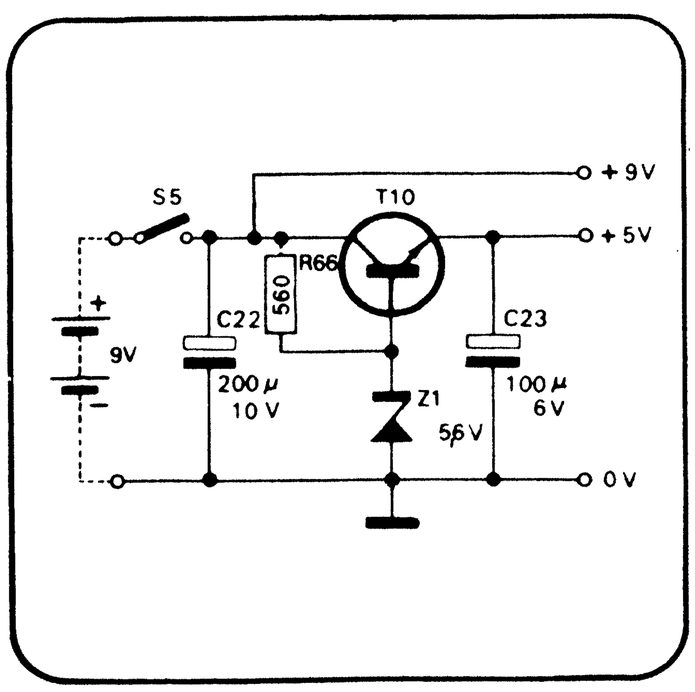
Voeding

De gehele schakeling kan worden gevoed uit twee platte batterijen van 4,5 Volt, waarmee geruime tijd kan worden gespeeld. De delers werken echter op een spanning van 5 V zodat hiervoor een ekstra voorziening moet worden getroffen in de vorm van een spanningsomzetter van 9 V naar 5 V. Het voedingsgedeelte inklusief omzetter is weergegeven in figuur 8. Vanzelfsprekend kan bij frekwent gebruik van het orgel in plaats van de batterijvoeding een netvoeding worden toegepast; de batterij wordt in dit geval vervangen door een 8 V beltrafo met gelijkrichter (zie fig. 9).

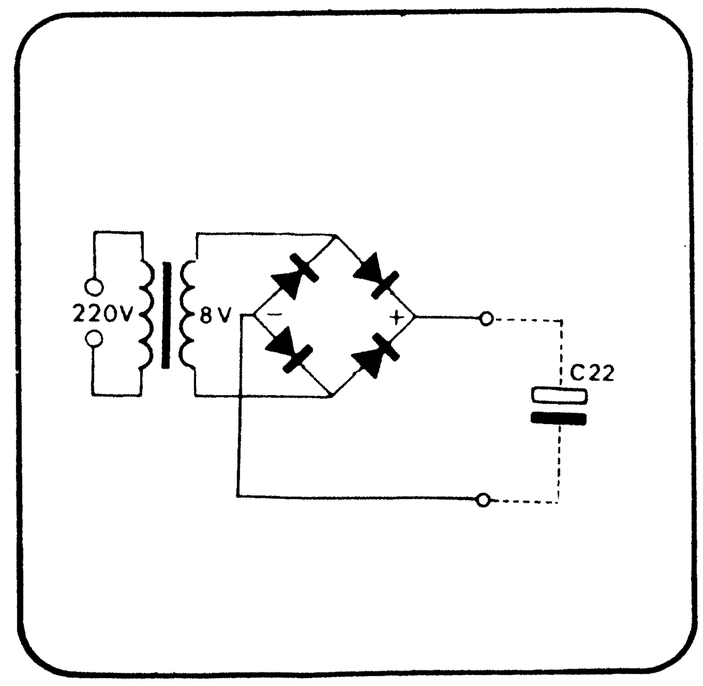
Print lay out

De print (fig. 10) bevat alle onderdelen voor het beschreven „orgel" volgens het blokschema van figuur 5, behalve een eindversterker, terwijl de bijbehorende tekening de opstelling der komponenten en de aansluiting van eigen filters en de speelstift vermeldt. Een probleem is nog het toetsenbord, dat weliswaar fraai in de print is verwerkt, maar waarvan het koper niet zonder meer als kontaktmateriaal kan worden gebruikt. Het kontakt zou te slecht zijn en het is dus gewenst om een betere laag, bijv. chroom of nikkel aan te brengen.

In overleg met de fabrikant is gekozen voor nikkel, omdat het soldeerbaar, goedkoop en slijtvast is. De print is onder nummer 92-1251 in de printservice opgenomen.



Figuur 8. Voedingseenheid voor de elekturofoon met een gelijkspanningsomzetter naar 5 Volt waaruit het IC wordt gevoed.



Figuur 9. De batterij uit fig. 8 kan men vervangen door een beltrafo met gelijkrichter. Kondensator C_{22} fungeert dan als bufferkondensator.

digitale frekwentiemeter

Een eenvoudig basisapparaat, dat gemakkelijk uitgebreid kan worden. Speciaal ontworpen voor goedkope IC's.

B. Kazemier

Teleenheid

In het eerste deel (oktober 1970) werd uitgegaan van een teller met 3 dekaden. Voor de meeste metingen is dat voldoende en voor de weinige keren dat een grotere nauwkeurigheid verlangd wordt, kan men door overschakelen op andere bereiken nog één of twee decimalen ekstra verkrijgen. Uitbreiding met één of twee dekaden is mogelijk door een hulpprint toe te voegen. Ondertussen is echter een prijzenslag ontbrand op de IC-markt, zodat het aantrekkelijk wordt reeds in de eerste opzet de teller met meer dekaden uit te voeren. Daarom en om van de hulpprint af te komen is de tellerprint opnieuw ontworpen voor 5 dekaden, zie figuur 1. De schijnbaar overbodige doorverbindingen voor de nulleiding dienen om een ongewenste refleks van ca. 0,6 μsek., die bij het schakelen in het uitleescircuit optreedt, weg te werken. De 10 nF kondensatoren dienen keramisch of zilver-mika te zijn. De 0,1 μF kondensatoren kunnen gewikkeld zijn. De uiterst beperkte plaats voor deze kondensatoren moge de bouwer er voor behoeden hier grote en daardoor onbruikbare eksemplaren te gebruiken.

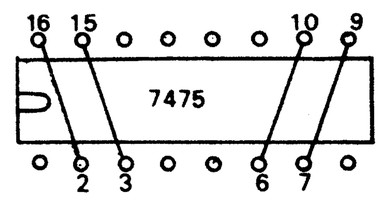
De print

Om zo weinig mogelijk draadverbindingen te krijgen zijn de kopersporen zeer smal gehouden. Het is daarom noodzakelijk de print op glas-epoksybasis af te drukken. Op de, in de handel verkrijgbare, print is een soldeermasker aangebracht om te verhinderen dat ongewenste verbindingen ontstaan. Tevens is de print daardoor geschikt voor dompelsolderen. Voor de grootste duurzaamheid is een chroomhoudend soldeer aan te bevelen om korrosie en tinpest zoveel mogelijk te vermijden. Na voltooing van het solderen kan men de print nog beschermen met afdeklak. Een dergelijke print is helaas vrij kostbaar en wordt dan ook niet in de elektuurprintservice opgenomen. De print is echter verkrijgbaar bij de fa. van Dam en eventueel via de auteur.

Integrated circuits

Worden IC's van een gerenommeerd merk gebruikt, dan zal men bij de bouw geen problemen (behalve financiële) ondervinden. Wanneer ,ongeteste" Bi-Pak IC's worden gebruikt, dienen deze eerst terdege te worden getest. Verder leert de ervaring dat sommige IC's, die bij de eerste meting aan de specifikaties bleken te voldoen, na 50 à 100 bedrijfsuren toch nog defekt raakten. Wanneer enige dekaden worden voorzien van goedkope Soldercon zelfbouw IC-voeten (zie elders dit nummer) kan men in ongeveer een week alle IC's testen. De 17 IC's met de benodigde voetjes zullen dan ca. *f* 120,— kosten. De teller, uitgevoerd met deze IC's, zal waarschijnlijk de hoge frekwentie van 20 MHz niet halen. Voor de ingangsdeler dienen dus in ieder geval goede IC's te worden gebruikt. Texas Instruments geeft bijv. als normale waarde een grensfrekwentie van 18 MHz met een ondergrens van 10 MHz. De meeste eksemplaren blijken echter de 20 MHz gemakkelijk te halen.
Legt men een te hoge frekwentie aan de ingang dan zal de teller niets of een zeer laag bedrag als resultaat geven. Een geprogrammeerde beperking in het uitleescircuit heeft dus geen zin. De maksimum indikatie geeft alleen aan, dat de telkapaciteit overschreden is, maar niet dat de ingangsfrekwentie te hoog is.
Voorlopig lijkt de Bi-Pak aanbieding van gekontroleerde IC's de beste koop (de 17 IC's kosten dan ca. *f* 190,—). De resultaten met deze IC's worden binnenkort gepubliceerd.

Er kan worden gestart met 3 dekaden, aansluiting 14 van de eerste 10-deler moet dan worden doorverbonden met dezelfde aansluiting van de derde 10-deler. Eventueel kunnen ook de registers worden weggelaten, op de print moeten dan de bij elkaar be-

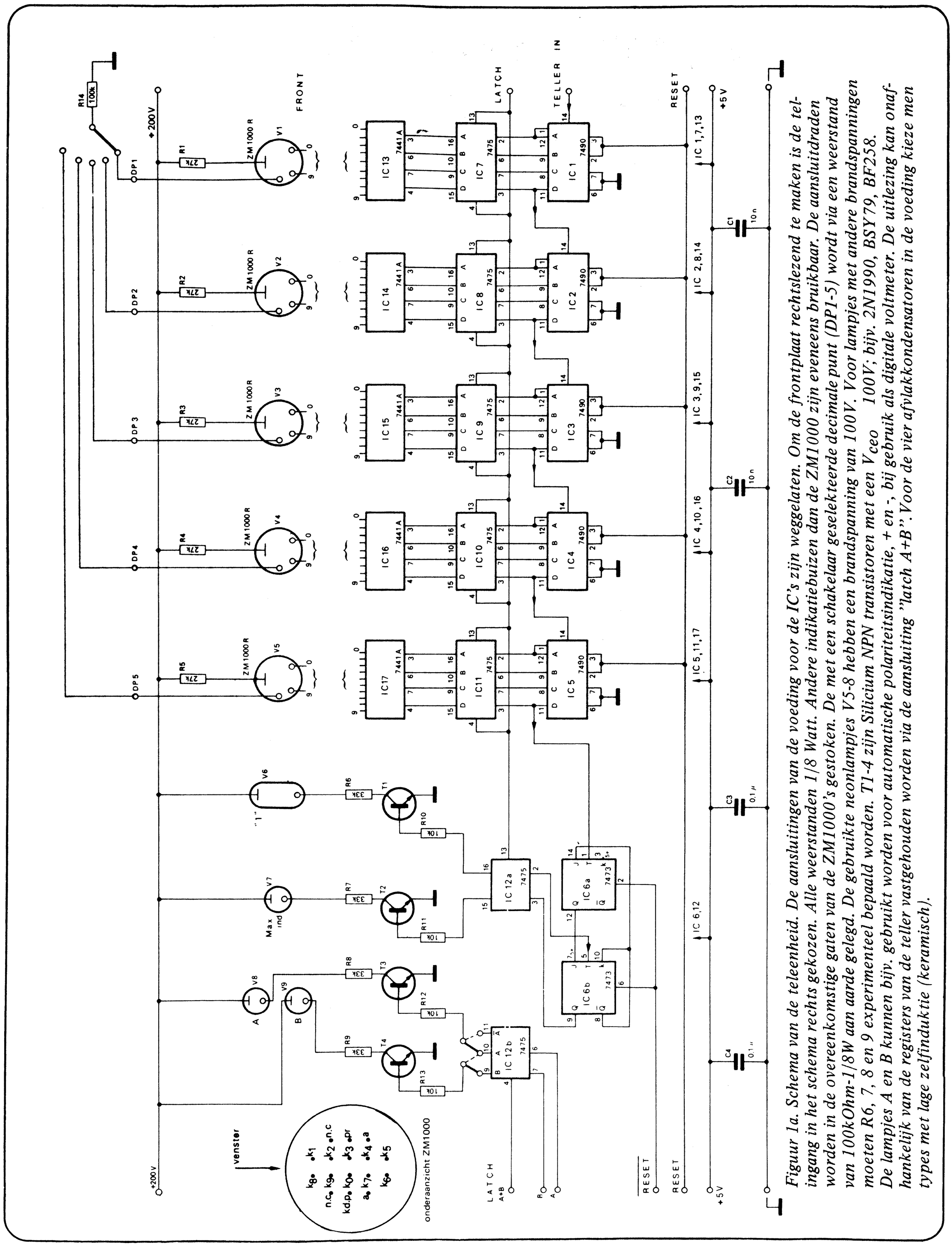


Figuur 2.

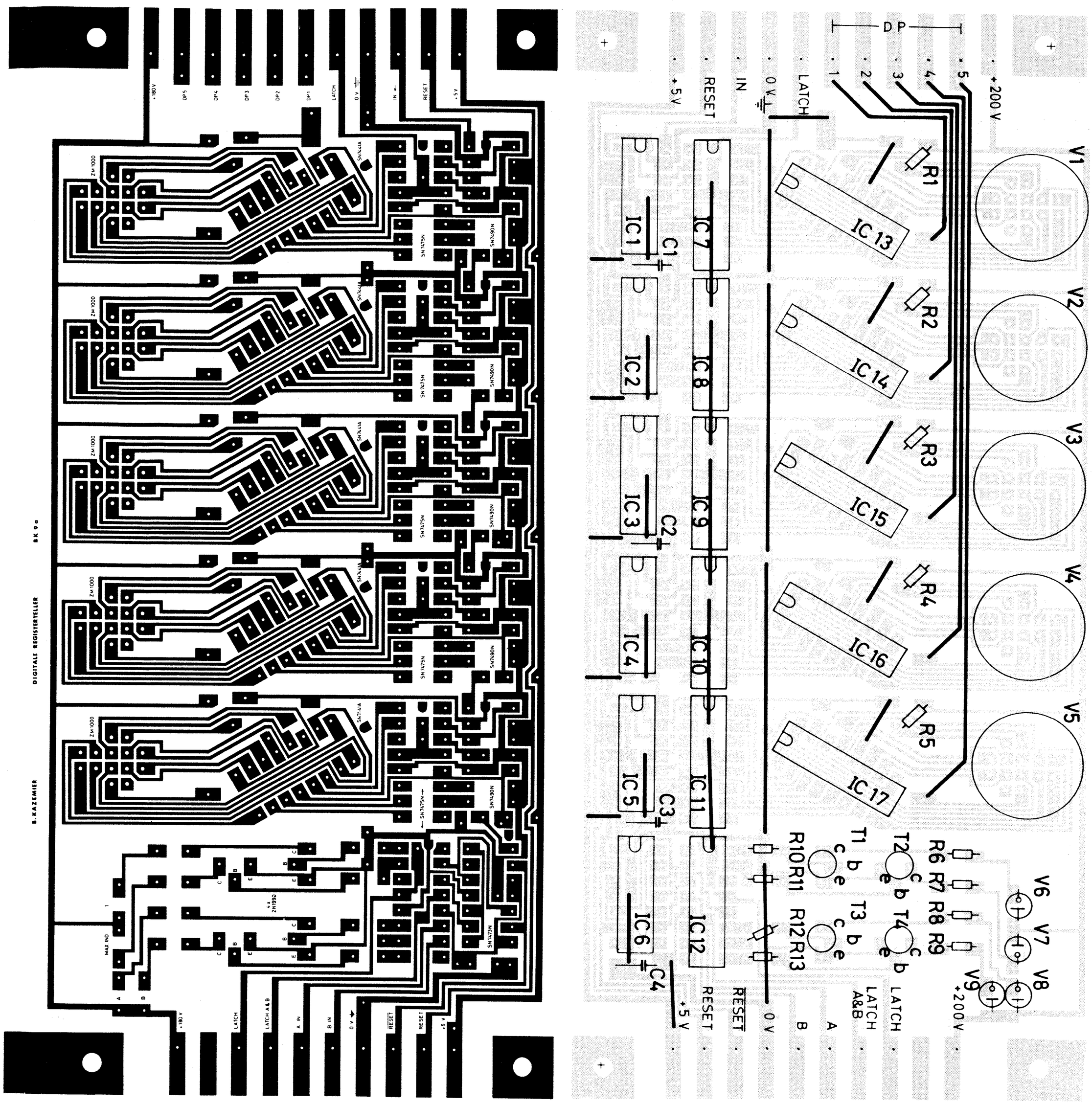
horende in- en uitgangen van de SN7475's doorverbonden worden (zie fig. 2).

Indikatoren

Om een kompakt geheel te krijgen en het aantal draadverbindingen te beperken is de indikatiebuis ZM1000R gekozen. Deze kan direkt op de print gesoldeerd worden. Er kunnen eventueel buishouders gebruikt worden maar die zijn slechts sporadisch verkrijgbaar. Zelfbouw is mogelijk met de al eerder genoemde Solderconvoetjes. Wegens de vrij hoge spanningen doet men er versandig aan stukjes isolatiekous om de pennen te schuiven, vooral om de anodeaansluiting. Bij een voedingsspanning van 200 V= en een anodestroom van 2 mA wordt de anodeweerstand 27 K. Hoewel de buis normaal bijzonder goed voldoet zij men gewaarschuwd voor hier en daar aangeboden partijen met afwijkingen. Men dient bij de koop de buizen te kontroleren op losse elektroden of andere deeltjes, voldoende zwarting van de anode en het afwezig zijn van aanslag aan de binnenkant voor het venster („kondens, meneer, dat lost vanzelf op bij het gebruik!"). Voor de neonbuisjes voor de „1", maks. indikatie, enz. zijn diverse aanbiedingen in de advertenties te vinden; de ontsteekspanning mag niet hoger zijn dan 170 V. Voor de „1" is een uitvoering met 2 staaf-



Figuur 1a. Schema van de teleenheid. De aansluitingen van de voeding voor de IC's zijn weggelaten. Om de frontplaat rechtslezend te maken is de teller ingang in het schema rechts gekozen. Alle weerstanden 1/8 Watt. Andere indikatiebuizen dan de ZM1000 zijn eveneens bruikbaar. De aansluitdraden worden in de overeenkomstige gaten van de ZM1000's gestoken. De met een schakelaar geselekteerde decimale punt (DP1-5) wordt via een weerstand van 100kOhm-1/8W aan aarde gelegd. De gebruikte neonlampjes V5-8 hebben een brandspanning van 100V. Voor lampjes met andere brandspanningen moeten R6, 7, 8 en 9 experimenteel bepaald worden. T1-4 zijn Silicium NPN transistoren met een V_{ceo} 100V; bijv. 2N1990, BSY79, BF258. De lampjes A en B kunnen bijv. gebruikt worden voor automatische polariteitsindikatie, + en -, bij gebruik als digitale voltmeter. De uitlezing kan onafhankelijk van de teller vastgehouden worden via de aansluiting "latch A+B". Voor de vier afvlakkondensatoren in de voeding kieze men types met lage zelfinductie (keramisch).



jes parallel te verkiezen. Voor maksimum indikatie, + en — komen lenslampjes in aanmerking. De anodeweerstanden moeten proefondervindelijk bepaald worden. Voor de nixiedrijvers kan de goedkope 2N1990 (de Vries) gebruikt worden. Vrijwel elke npn-transistor met een V_{ceo} groter dan 100 V is bruikbaar.

Afwerking

Als venster kan het best rood of oranjerood pleksiglas worden gebruikt. Achter het glas komt een matzwart masker van stevig papier. Met plakkaatverf kan ivoorkarton goed gezwart worden. Voor de ZM1000's wordt een doorgaande opening uitgesneden en voor de kleine neonbuisjes worden de gewenste figuren uit het masker gesneden. De neonbuisjes kunnen direkt tegen het masker geplakt worden, voor de „1" met tussenleggen van een stukje mat plastik of kalkeerpapier. Voor verhoogde lichtopbrengst kan achter de buisjes een reepje aluminiumfolie geplakt worden.

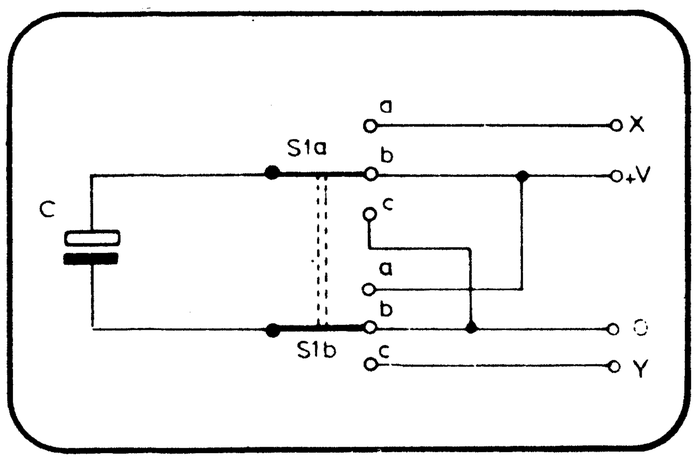
Om maksimale beveiliging tegen storing te verkrijgen kan men onder de print op 5 à 10 mm afstand een plaat blik of een goedkope printplaat als afscherming monteren. De afscherming moet of met de nulleiding of het chassis verbonden worden. Een fraai kadertje voor de frontplaat kan van modelbouwers-hoekmessing worden gemaakt.

De print voor de besturing wordt in een volgend artikel beschreven en zal evenals de tellerprint meteen worden voorzien van diverse uitbreidingsmogelijkheden.

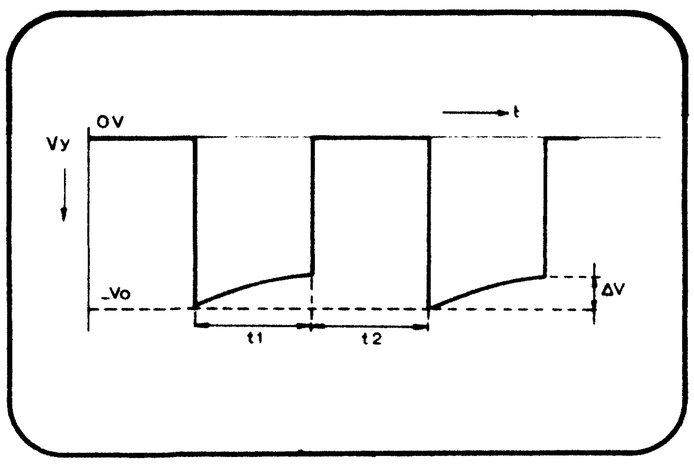
eenvoudige trafoloze gelijkspanningsomzetter

T.H. van Coehoorn

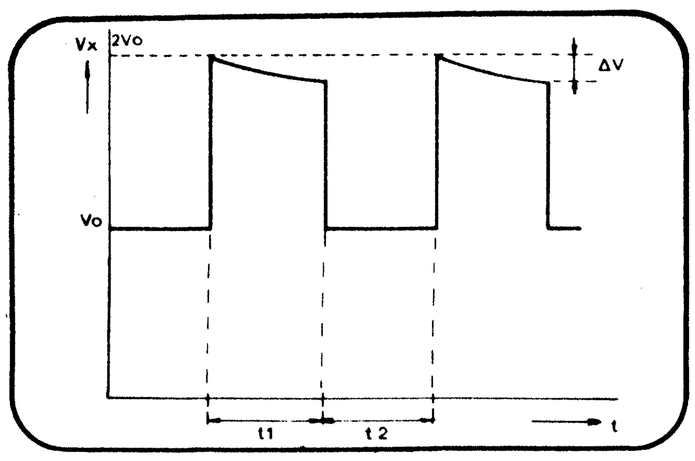
Het omzetten van gelijkspanningen gebeurt in het algemeen door een opgewekte wisselspanning naar de gewenste waarde te transformeren, waarna de nieuwe spanning wordt gelijkgericht. Het trafoloos omzetten van spanningen geeft de mogelijkheid zonder de lastige en zware trafo een gelijkspanning te krijgen, die zowel positief als negatief kan zijn.



Figuur 1: De eenvoudigste vorm van een kapacitieve omzetter.



Figuur 2: De spanningsvorm bij het schakelen van S_1 tussen punt b en c.



Figuur 3: De spanningsvorm bij het schakelen van S_1 tussen punt b en a.

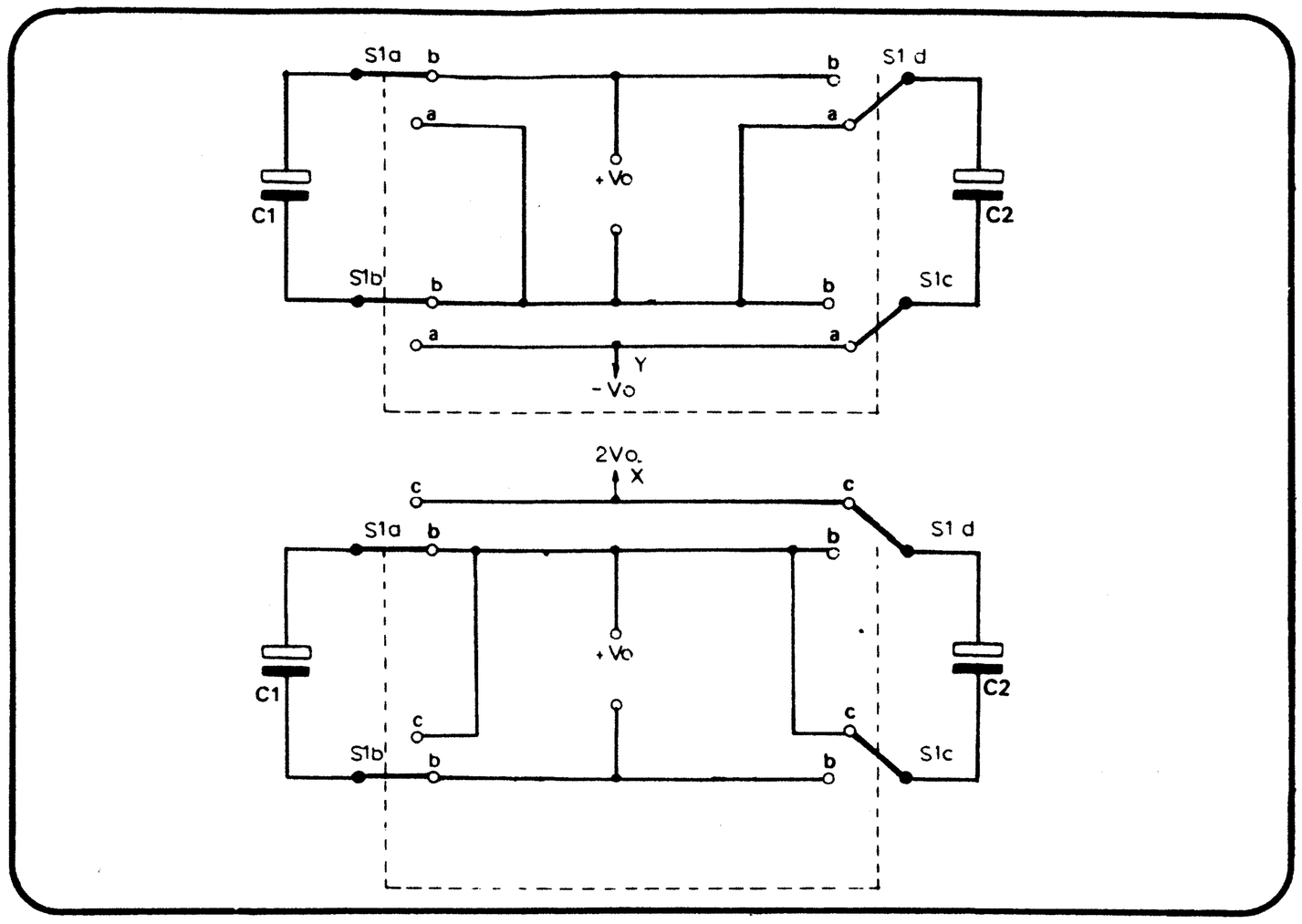
Het principe van de alternatieve schakeling

Om een positieve spanning te transformeren naar een negatieve, of naar een meer positieve spanning, is, zoals het woord transformeren reeds aanduidt, één of andere vorm van omzetter nodig. Omdat de induktieve omzetter bewust is verlaten, wordt hier gebruik gemaakt van de kapacitieve omzetter (zie figuur 1).
Als schakelaar S_1 in stand b staat wordt kondensator C opgeladen tot het potentiaal V_o. Wordt daarna de schakelaar in stand c gezet dan wordt de kondensator dusdanig omgepoold dat op klem Y min V_o komt te staan. Wanneer klem Y t.o.v. de nul wordt belast dan zal de klemspanning dalen. Zetten we de schakelaar dan weer in stand b, dan wordt de kondensator weer opgeladen, de spanning op Y valt weg. Wordt daarna de schakelaar weer in stand c gezet en we doen dit oscillerend, dan zal op Y een spanning ontstaan zoals aangegeven in figuur 2.
Omgekeerd zal er een spanningsvorm als in figuur 3 geschetst, ontstaan tussen +V en klem X als de schakelaar oscillerend in de standen a en b gezet wordt.
Direkt vallen enige bijzonderheden op. In de eerste plaats is een negatieve spanning of een meer positieve spanning te realiseren, doch niet meer negatief dan de spanning V_o in absolute zin is en niet positiever dan 2 x V_o (m.a.w. als V_o +6 Volt zou zijn dan zal —V_o niet meer dan —6 Volt bedragen en 2 V_o uiteraard niet meer dan +12 Volt). Bovendien zal Δ V kleiner worden als de belasting geringer wordt, maar deze beschouwen we even als konstant. Eveneens zal Δ V kleiner worden naarmate de schakelfrekwentie groter wordt. Verder zou het prettig zijn als we in tijd t_2 (fig. 2 en 3) ook nog een ladingstransport zouden kunnen verwezenlijken, hiermee ontstaat immers al een (pulserende) gelijkspanning. De schakeling in figuur 4 geeft een voorbeeld hoe dit met behulp van twee dubbele wisselschakelaars is te bereiken. De verklaring hiervan is eenvoudig.
Als schakelaar S_{1ab} op punt b staat, dus C_1 laadt zich op, dan staat schakelaar S_{1cd} op punt a, en geeft C_2 zijn lading af aan klem Y. De spanningsvormen die hierdoor ontstaan zijn weergegeven in figuur 5 en 6. Het principe van de beschreven spanningsomzetter is met mechanische schakelaars uitvoerbaar.

De praktische uitvoering van de omvormer

Voor de praktische verwezenlijking willen we natuurlijk graag van de mechanische schakelaars af. Zoals uit het onderstaande zal blijken is de toepassing van transistoren hier bizonder op zijn plaats. Waar bij toepassing van transistoren op gelet moet worden is, dat de $V_{ce\ sat}$ oftewel de verzadigingsspanning zo laag mogelijk dient te zijn om het rendement van de schakeling zo hoog mogelijk te houden. Verder is een oscillator nodig om de zaak te aktiveren.
Als we al deze punten in ons hebben opgenomen, dan gaat er misschien een licht op. De multivibrator is een schakelende oscillator; als we daarvan gebruik kunnen maken, zullen we twee vliegen in een klap slaan.
Gewapend met al die gedachten werd de „good old" multivibrator eens aan een nader onderzoek onderworpen.

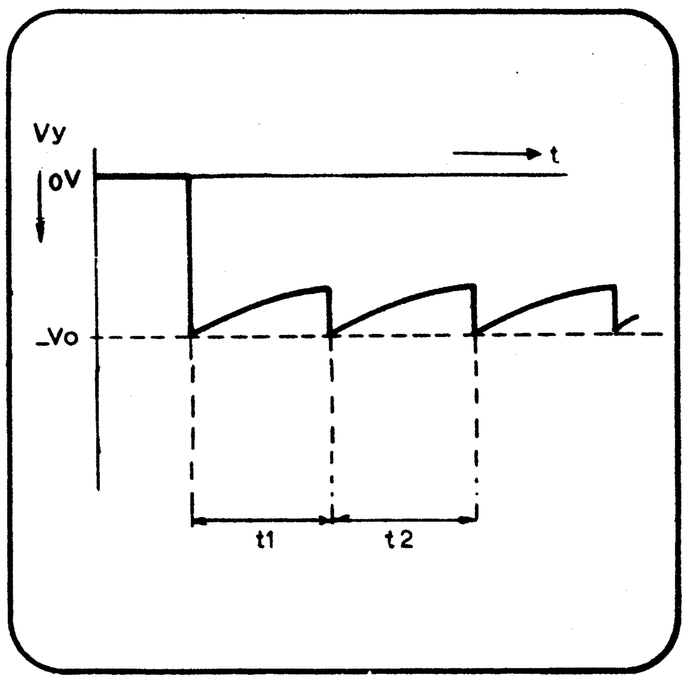
Figuur 4: Voorbeeld van een omzetter voor een (pulserende) gelijkspanning met behulp van twee dubbele wisselschakelaars.



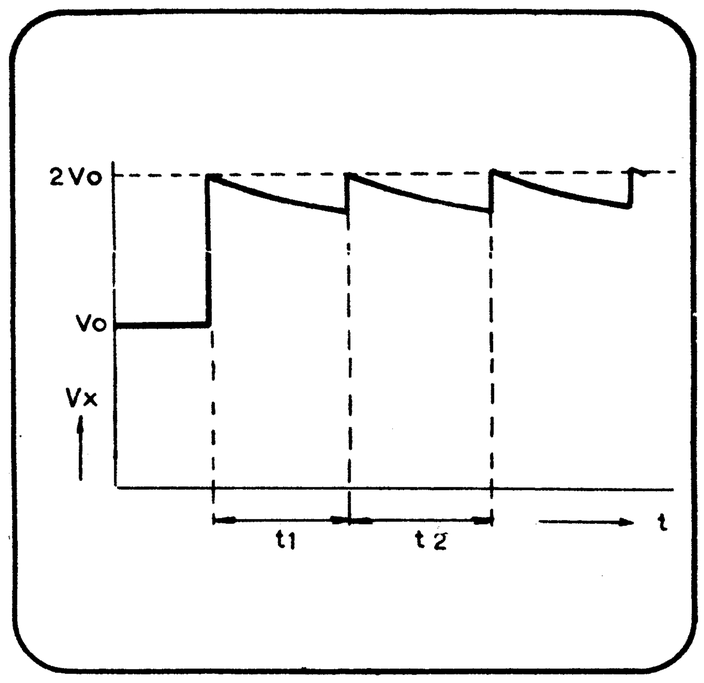
Na enige eksperimenten resulteerde dit in de schakeling van figuur 7. Een supermultivib in optima forma. Niet alleen geschikt voor het doel waarvoor we hem straks gaan gebruiken, doch voor meerdere toepassingen interessant. De schakeling heeft een zeer grote fan-out, daar de kollektorweerstanden gevormd worden door de transistoren T_1 en T_2. Dit impliceert dat de impedantie bij het kijken in Q_1 en Q_2 slechts enkele ohms bedraagt, zodat een behoorlijke belasting mogelijk is.

De werking van de super flip-flop

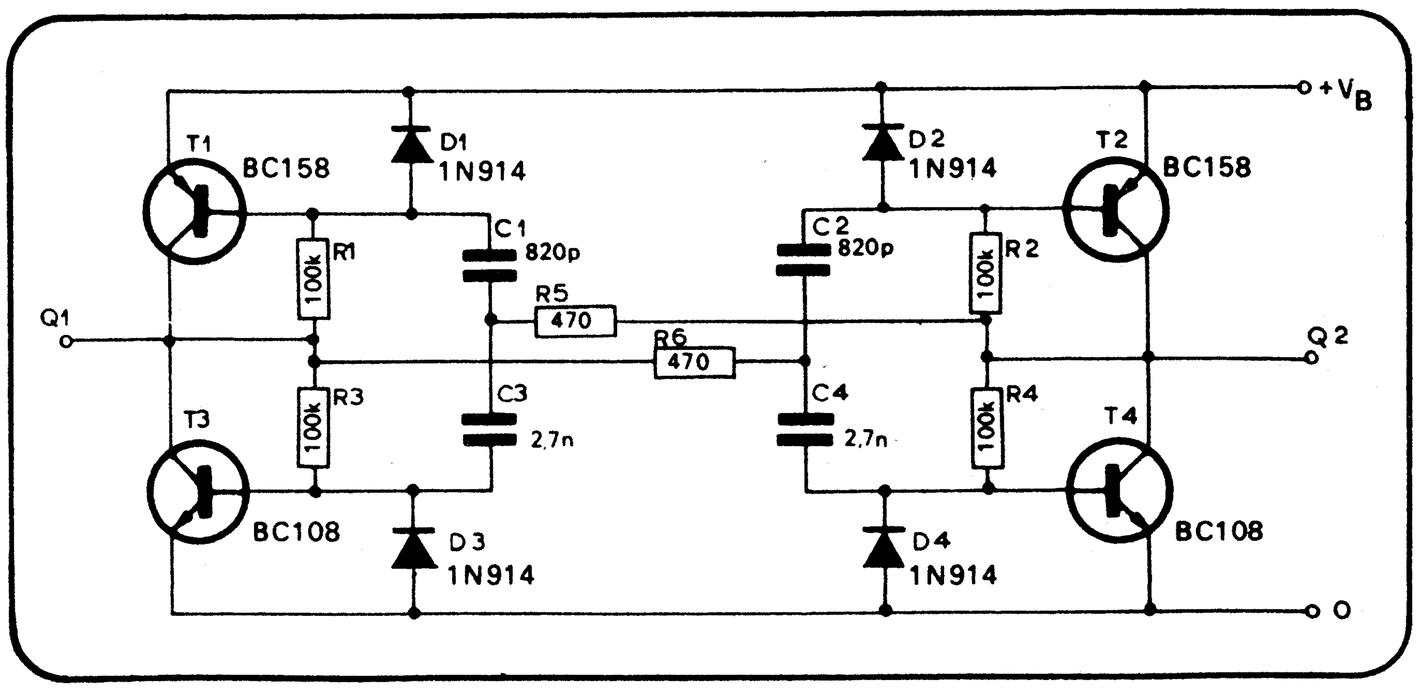
Om de werking van de flip-flop uit figuur 7 te verklaren wordt uitgegaan van een begintoestand, waarbij Q_1 hoog is, Q_2 is dan laag en alle kondensatoren zijn ontladen. Als Q_1 hoog is moet T_1 geleiden, waardoor Q_1 met de plus is verbonden. Omdat T_1 een pnp-transistor is zal de basis naar de min getrokken moeten worden wil deze transistor opengaan. Dit gebeurt gedurende de tijd dat C_1 zich via R_5 en T_4 laadt.
Als Q_2 laag is moet T_4 geleiden, waardoor Q_2 met de min verbonden is. T_4 is een npn transistor, de basis zal dus naar de plus getrokken moeten worden, wil deze transistor geleiden. Dit gebeurt gedurende de tijd dat C_4 zich via R_6 en T_1 laadt. Aan het einde van de periode als C_1 en C_4 opgeladen zijn zullen de transistoren T_1 en T_4 dicht willen gaan. Hierdoor zal Q_2 iets kunnen stijgen waardoor T_3 sturing zal krijgen via R_5 en C_3 waardoor Q_1 sneller lager zou willen worden, wat weer resulteert in sturing van T_2 via C_2, R_6 en T_3. We zien dat de transistoren elkaar tijdens de overgang als het ware aktiveren bij het openen en sluiten.
Om de schakeling zelfstartend te



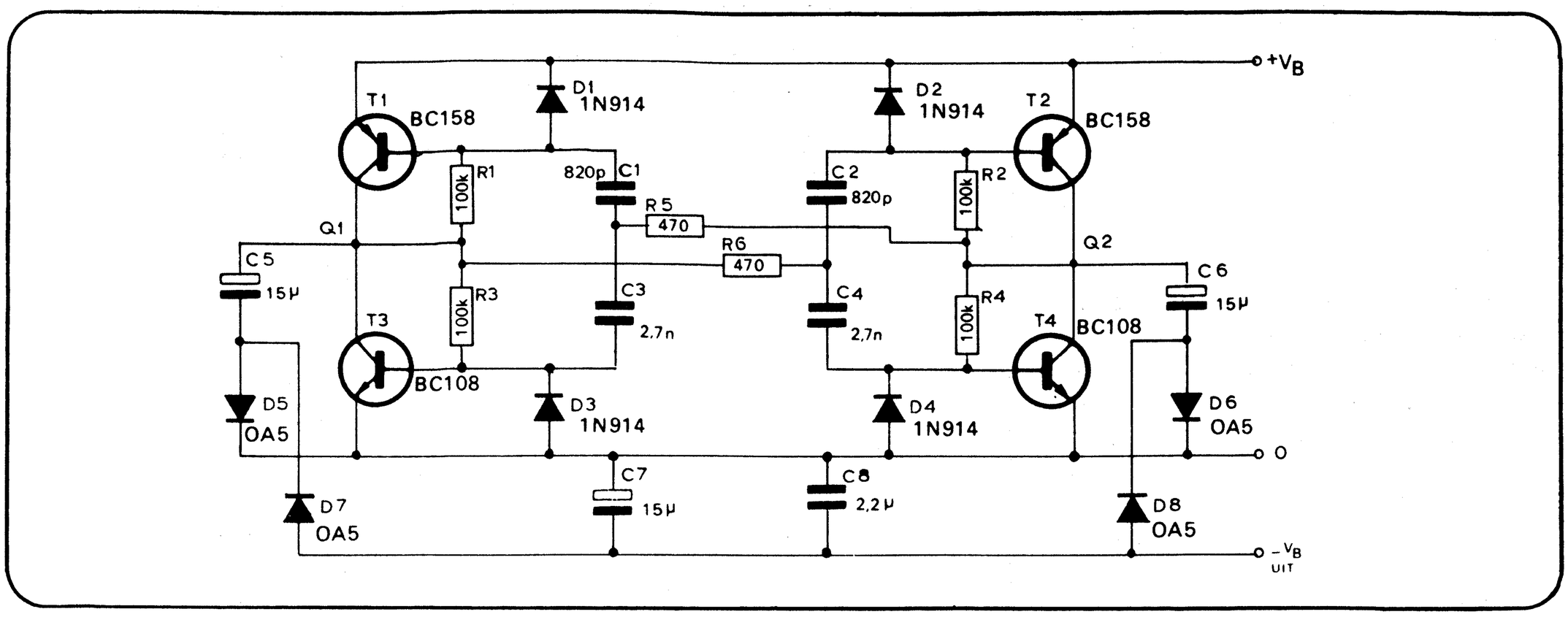
Figuur 5: De spanningsvorm bij het om beurten schakelen van S_1ab en S_1cd tussen de punten b en a.



Figuur 6: De spanningsvorm bij het om beurten schakelen van S_1ab en S_1cd tussen de punten b en c.



Figuur 7: Een „super"multivibrator in optima forma.



Figuur 8: De schakeling voor het verkrijgen van de negatieve voedingsspanning.

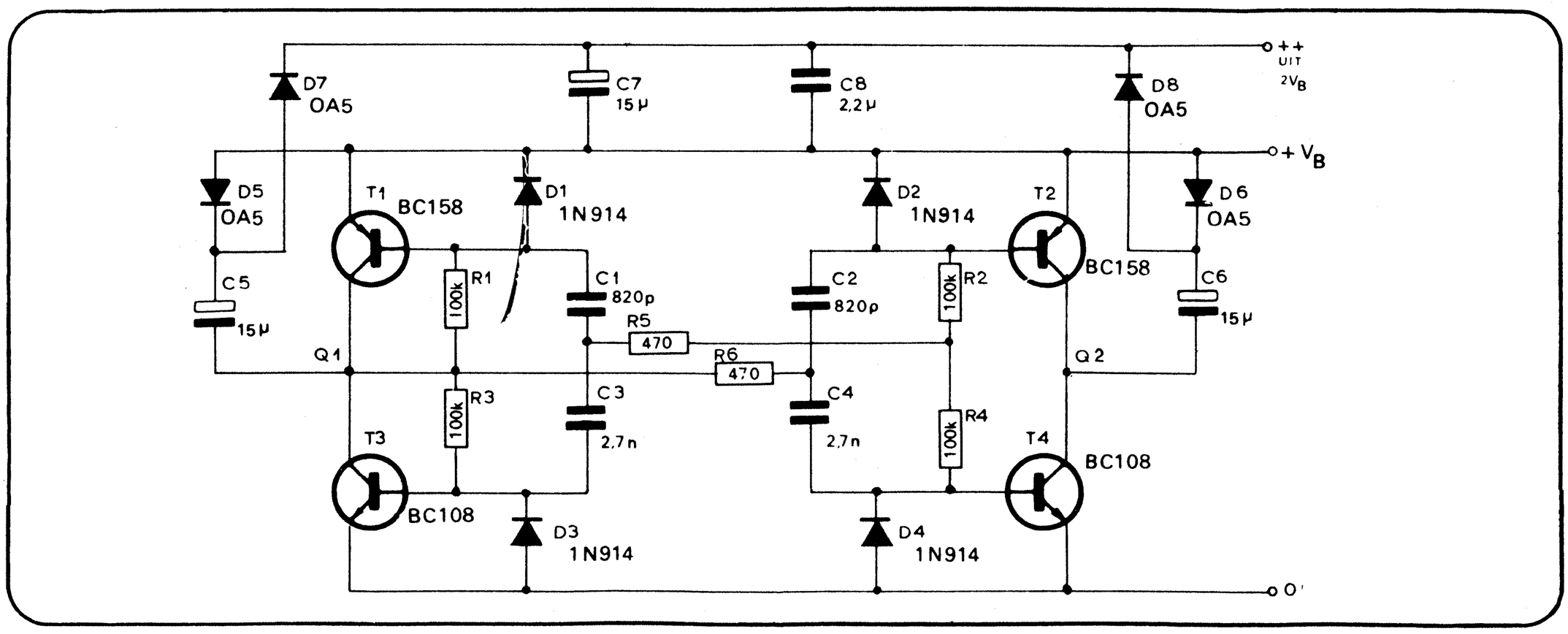
Onderdelenlijst bij figuur 8 en 9.
T_1, T_2 = BC 158, BC 159, VP 150
T_3, T_4 = BSW 67, BSW 68, BSW 69, BC 107, BC 108, BC 109, VN 140.
R_1 t/m R_4 = 100 kΩ, 1/8 W
R_5, R_6 = 470 Ω, 1/8 W
D_1 t/m D_4 = 1N914
D_5 t/m D_8 = OA5, OA7, OA9
C_1, C_2 = 820 pF
C_3, C_4 = 2700 pF
C_5, C_6, C_7 = 15 µF/25 Volt
C_8 = 2,2 µF polyester

Figuur 9: De dubbele voedingsspanning wordt volgens deze schakeling verkregen.

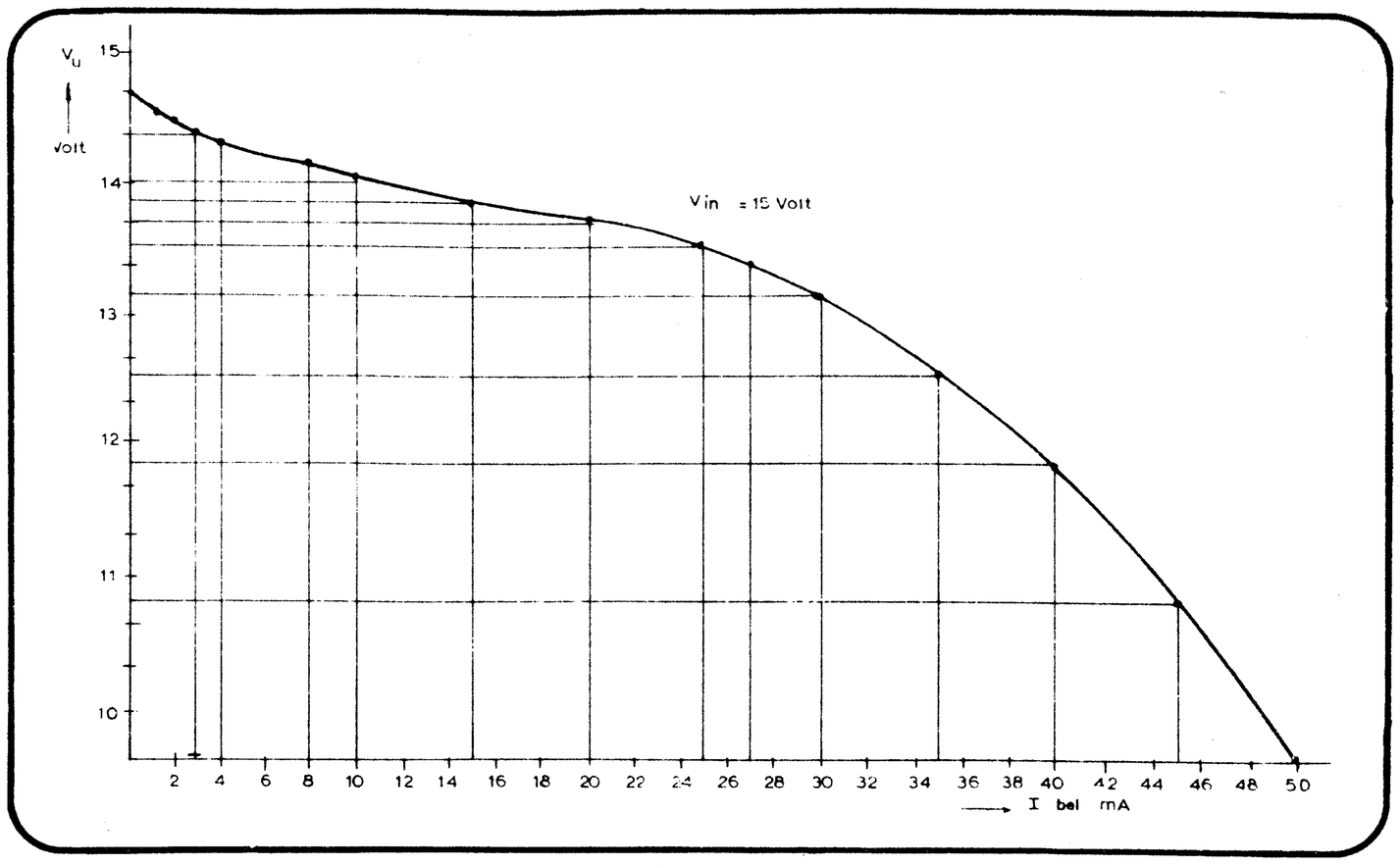
maken zijn de weerstanden R_1 t/m R_4 aangebracht. De verklaring hiervoor is als volgt:
Stel dat de schakeling niet wil oscilleren. T_1 en T_3 krijgen nu via R_1 en R_3 sturing in hun bases, waardoor één transistor het eerste open zal gaan. Dit resulteert weer in een grotere sturing in de andere transistor die hierdoor de zaak weer in evenwicht wil brengen. Aldus ontstaat er een instabiel werkpunt waardoor de schakeling tot oscilleren gebracht wordt. De dioden D_1 t/m D_4 vangen de gevaarlijke basis tegen-spanning op, waardoor de transistoren anders vernield zouden kunnen worden.

De komplete schakelingen

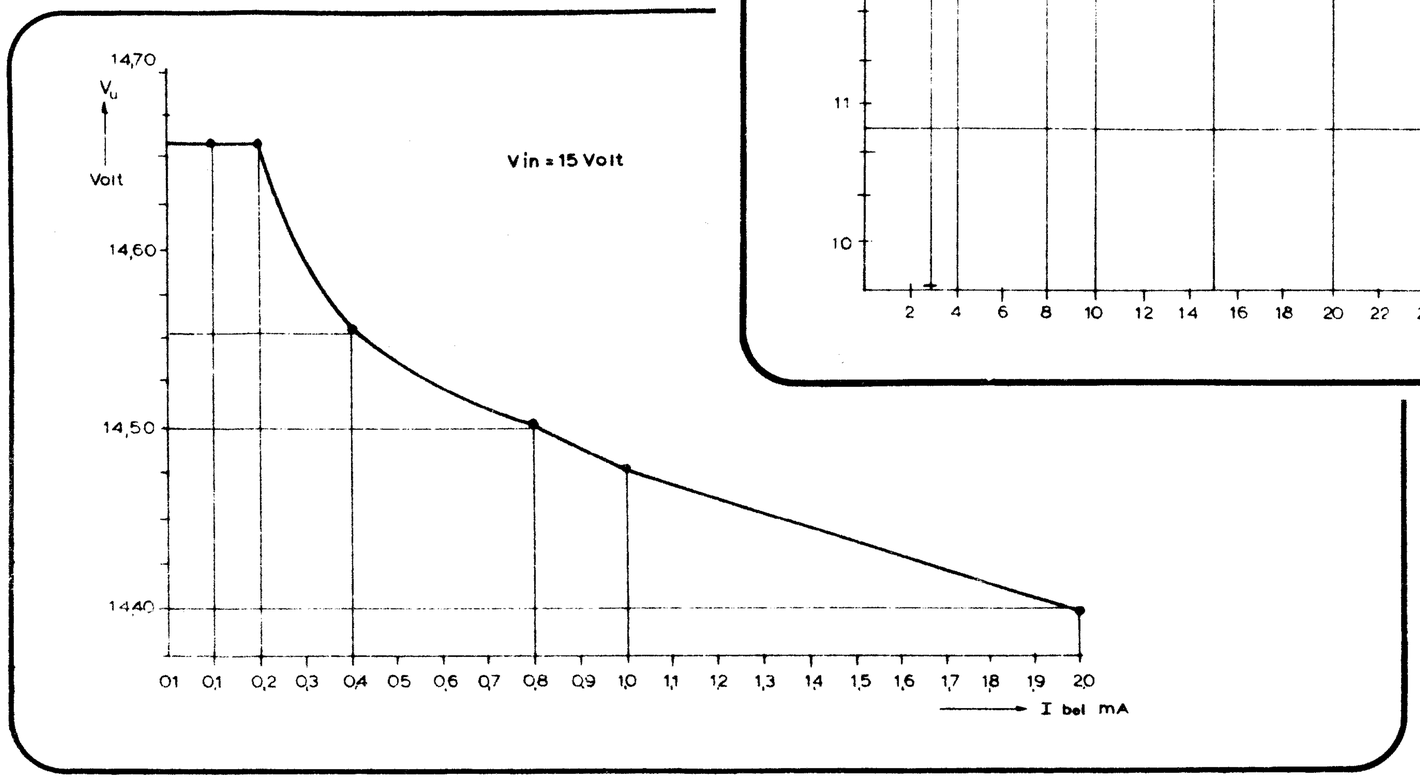
Voor het verkrijgen van negatieve spanningen is de schakeling in figuur 8 gegeven, terwijl voor het verkrijgen van de dubbele voedingsspanning de schakeling van figuur 9 is bedoeld. Als er in figuur 8 vanuit gegaan wordt dat Q_1 hoog is en dus C_2 laag, dan zien we dat C_5 via T_1 en D_5 wordt opgeladen. Als nu hierna T_3 opengaat wordt Q_1 laag, T_1 spert, C_5 komt via T_3 aan de nul te liggen. Volgen we nu de stroomkring (volgens de wet van Kirchhoff) dan zien we dat er inderdaad een negatieve spanning op de min-klem komt te staan. Door de wisselwerking van de multivibrator, in een frekwentieritme van ca. 33 kHz, worden C_5 en C_6 om beurten met hun pluskant aan de nul gelegd, terwijl de min van C_5 en C_6 via respektievelijk D_7 en D_8 aan de min van de voeding liggen. Snel gezegd betekent dit, dat als C_5 zich ontlaadt over C_7, C_8 en de belasting, wordt C_6 opgeladen en omgekeerd.
De dubbele gelijkspanning die volgens

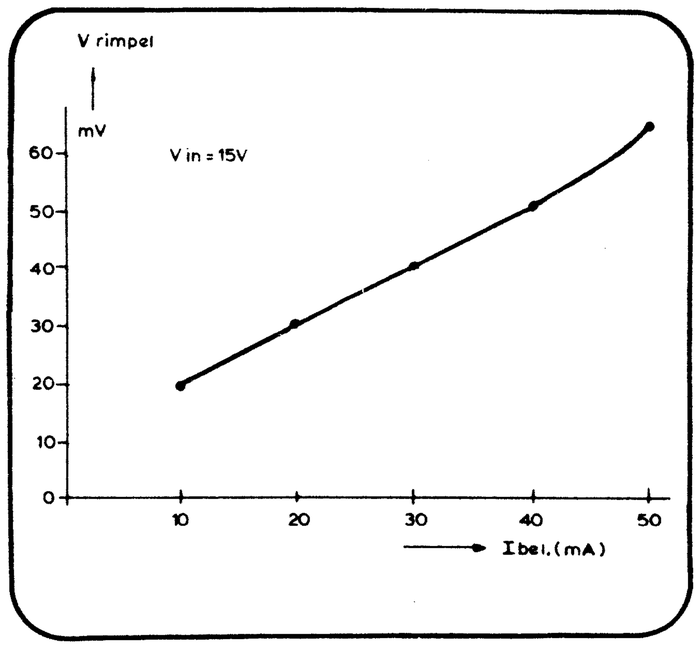


Figuur 11. Het verloop van de spanning vanaf 15 Volt bij een belastingstroom tot 50 mA.



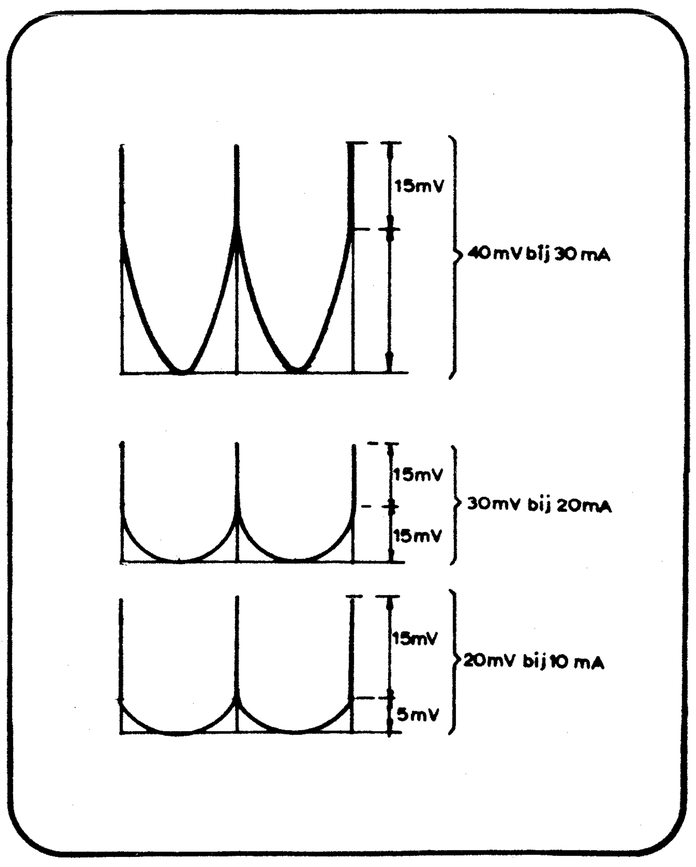
Figuur 10. Het verloop van de spanning tussen 14,7 en 14,4 Volt bij een voedingsspanning van 15 Volt en een belastingstroom tot 2 mA.





Figuur 12. De rimpelspanning als funktie van de belastingstroom.

Figuur 13. De grootte van de rimpel bij de verschillende belastingen.

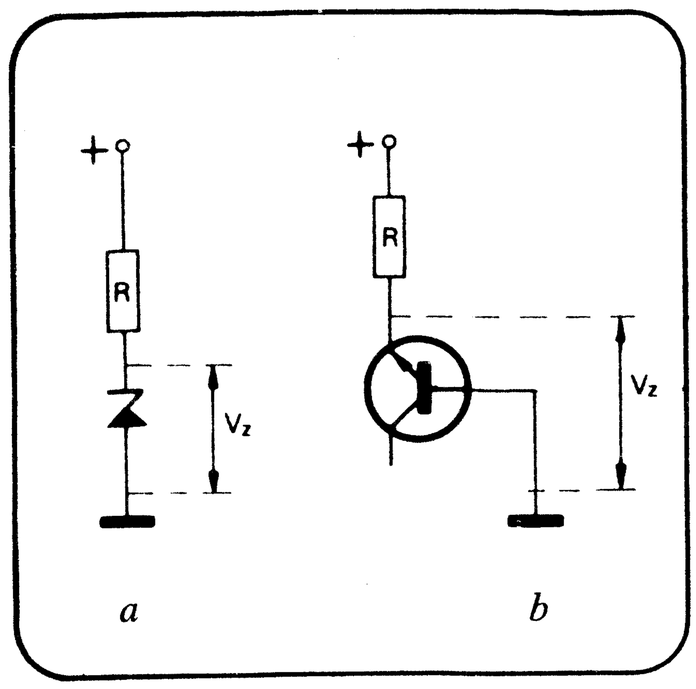


de schakeling in figuur 9 te verkrijgen is, wordt veroorzaakt doordat de verkregen spanning bij de voedingsspanning kan worden opgeteld.

Slotopmerkingen

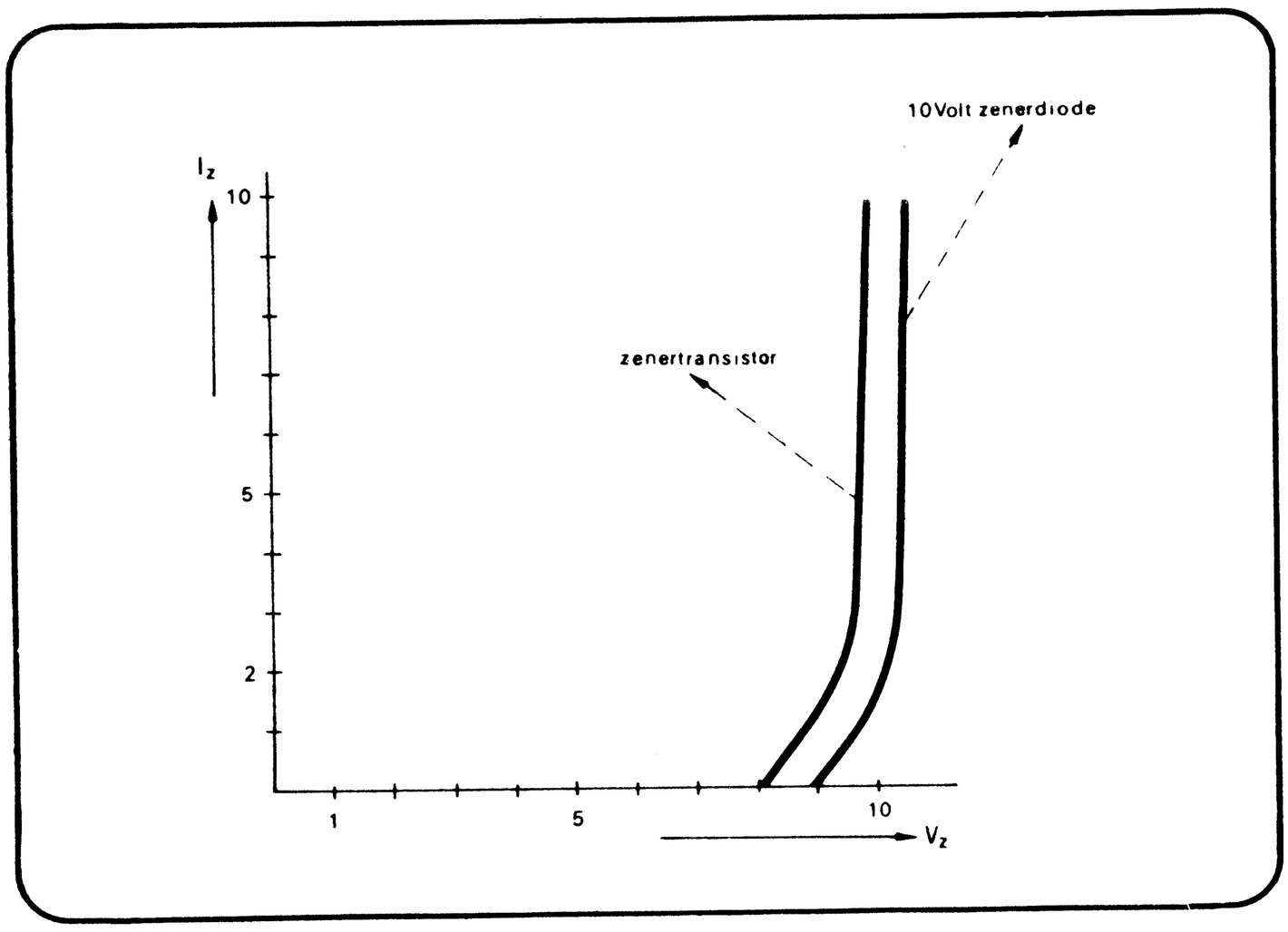
Over de aard van de komponenten kan nog het volgende worden gezegd. T_3 en T_4 dienen een zo laag mogelijke verzadigingsspanning te bezitten. Vandaar dat voor T_3 en T_4 het beste een BSW68 kan worden genomen, maar omdat dit een erg duur type is kan men tijdens het eksperimenteren beter een BC 107, 108, 109 of VN 140 gebruiken. Voor T_1 en T_2 kan als redelijk snelle schakeltransistor een BC 158, 159 of een VP 150 worden genomen. Om in de schakeling weinig spanning over de dioden te verliezen zijn voor D_5 t/m D_8 germanium goldbounded typen genomen; (OA5, 7 of 9) hierover blijft slechts ca. 0,3 Volt staan. Kondensator C_7 en C_8 dienen voor de afvlakking van de rimpel.
De proefschakeling is in araldiet ingegoten zoals de foto op de omslag toont. Als de elko's een voldoende hoge werkspanning hebben, voor miniaturisatie zijn tantaalelektrolyten zeer geschikt, dan kan de schakeling tot ongeveer 25 Volt worden gebruikt. Daar het interne spanningsverlies nagenoeg konstant is bij een konstante belastingstroom, zal het rendement van de schakeling bij lage spanningen kleiner zijn dan bij hogere spanningen. Bij een juiste keuze van de komponenten kan het werkgebied aanzienlijk uitgebreid worden naar hogere spanningsgebieden. Interne verliezen spelen dan een geringere rol. Toepassingen zijn dan bijvoorbeeld het voeden van nixie-buizen als de hoge nixie-spanning niet aanwezig is. De schakeling in zijn huidige vorm is echter in het bizonder bedoeld voor de lagere spanningsgebieden. Hier is gedacht aan de toepassing bij opampschakelingen, die immers een positieve en negatieve voedingsspanning nodig hebben.
De figuren 10 en 11 geven de grafieken voor de invloed van de belasting op de schakeling weer. Aan de hand hiervan is duidelijk te zien wat voor een mogelijkheden de omzetters bieden. In figuur 12 is de rimpelspanning als funktie van de belastingstroom uitgezet.
Tot slot zijn in figuur 13 de spanningsvormen weergegeven die de grootte van de rimpel laten zien bij de verschillende belastingen.

aktieve zenertransistoren



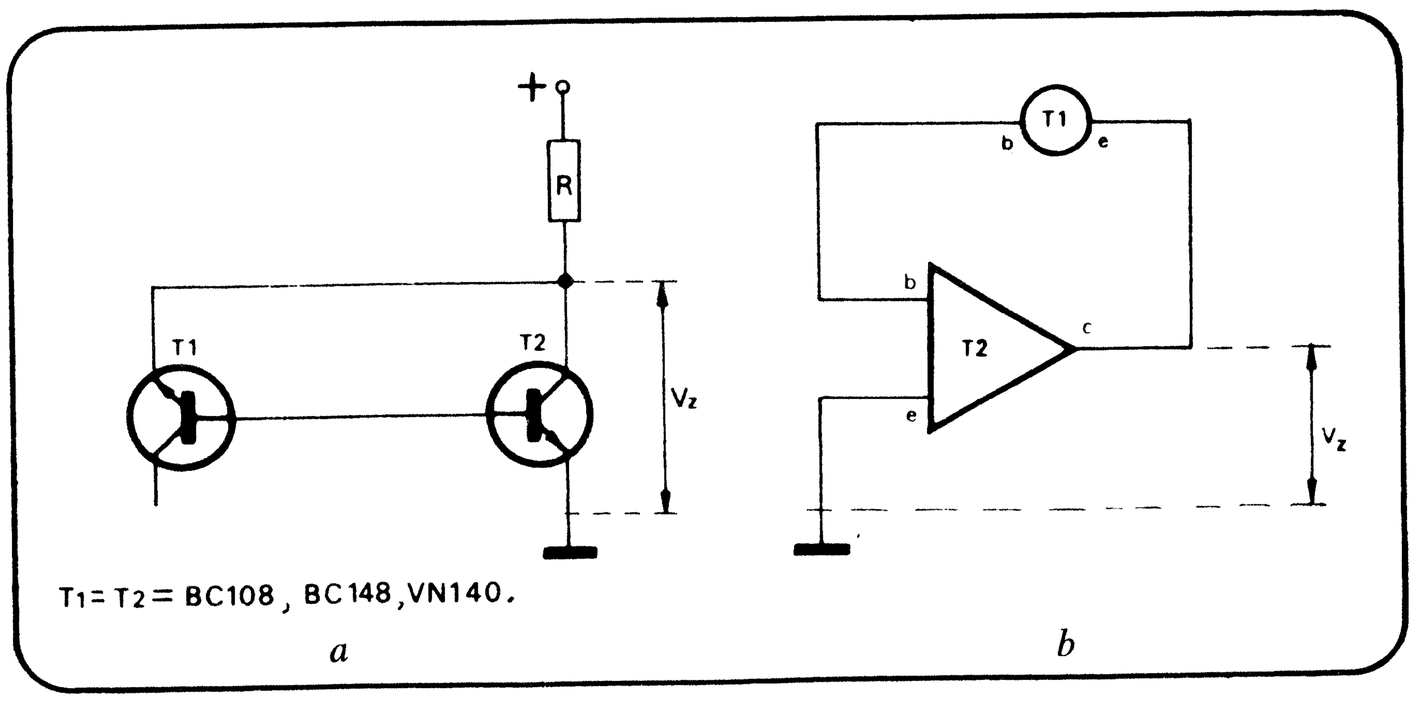
Figuur 1. Referentiespanningsbron met een gewone zenerdiode (a) en met een goedkope silicium transistor (b).

Dat de meeste siliciumtransistoren eveneens als zenerdioden kunnen worden gebruikt is algemeen bekend. Door toevoeging van aktieve elementen is het echter mogelijk om zeer stabiele en nauwkeurige referentiebronnen te realiseren, waarvan in dit artikel een aantal voorbeelden worden gegeven.

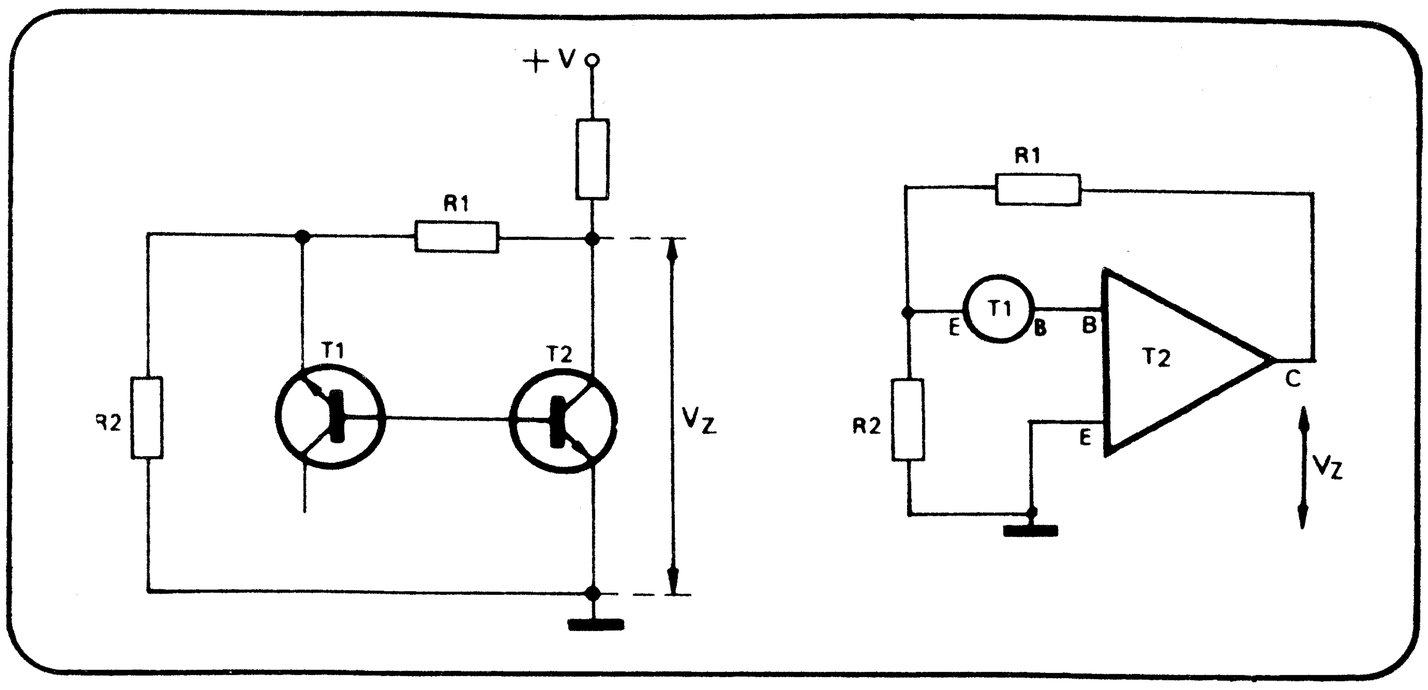


Figuur 2. Stroomspanningskarakteristieken van een zenerdiode en een zenertransistor.

Zenerdioden in het spanningsgebied van 8 tot 10 volt kunnen gemakkelijk worden vervangen door laagvermogen siliciumtransistoren. Indien nl. de basis-emitter-overgang via een weerstand in de sperrichting wordt aangesloten, zal bij een spanning van 8 à 10 Volt de overgang tussen basis en emitter sterk gaan geleiden, zodat een element wordt verkregen met ongeveer dezelfde eigenschappen als een zenerdiode.
In fig. 1a en 1b zijn de schakelingen van een gewone zenerdiode en zijn eventuele vervanger „de zenertransistor" weergegeven. In fig. 2 is voor een 10 Volt zenerdiode en de zenertransistor de spanning uitgezet tegen de stroom. Men ziet in deze grafiek dat de differentiële zenerweerstand van de zenertransistor niet groter is dan die van de zenerdiode zodat, afgezien van de afmetingen, de zenerdiode vervangen kan worden door de zenertransistor. Een belangrijk voordeel van de zenertransistor t.o.v. de zenerdiode is de lagere temperatuurs-



Figuur 3. Aktieve zenertransistor. Door toevoeging van een ekstra transistor wordt een grotere stabiliteit bereikt.



koëfficiënt. Een zenerdiode van 9 Volt heeft nl. een temperatuurkoëfficiënt van ca. +9 mV/°C, terwijl de zenertransistor een temperatuurskoëfficiënt heeft van +2 mV/°C.
Een ander voordeel is de over het algemeen lagere prijs van siliciumtransistoren tegenover die van zenerdioden. De temperatuurskoëfficiënt kan vrijwel nul worden gemaakt door toevoeging van een ekstra transistor. De schakeling hiervan ziet men in fig. 3a, terwijl in fig. 3b het vervangschema van deze aktieve zenertransistor is weergegeven. Hierin wordt T_2 voorgesteld als een verschilversterker met in de tegenkoppelleiding de zenertransistor T_1. Bij een ideale versterker met oneindig hoge ingangsimpedantie zal geen stroom door de zenertransistor lopen, doch in de praktische schakeling van fig. 3a bedraagt deze stroom met goede benadering I_z/α'_2. Hierin is α'_2 de stroomversterkingsfaktor van T_2.

Figuur 5. Praktische uitvoering van een zeer stabiele en nauwkeurig instelbare zenertransistor.

De zenerspanning van deze schakeling is gelijk aan:
$V_z = V_{be1} + V_{be2}$.
Indien men aan de schakeling van fig. 3a twee weerstanden toevoegt, kan men de zenerspanning met behoud van de kleine temperatuurskoëfficiënt zeer nauwkeurig instellen. De schakeling van deze nauwkeurige zenertransistor is weergegeven in fig. 4a. De zenerspanning kan vrij eenvoudig worden afgeleid uit het vervangschema van fig. 4b. Men vindt dan voor de zenerspanning de praktische vergelijking:

$$V_z = \left(V_{eb1} + V_{eb2}\right).\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{I_z R_1}{\alpha'_2}.$$

Bij belastingsvariaties geeft behalve de differentiële zenerweerstand de weerstand R_1 eveneens aanleiding tot variaties in de zenerspanning. Deze weerstand bepaalt men daarom aan de hand van de maksimaal te verwachten belastingsvariatie. Een voorbeeld hiervan wordt m.b.v. de praktische schakeling van fig. 5 behandeld. Aan deze schakeling wordt de eis gesteld dat:

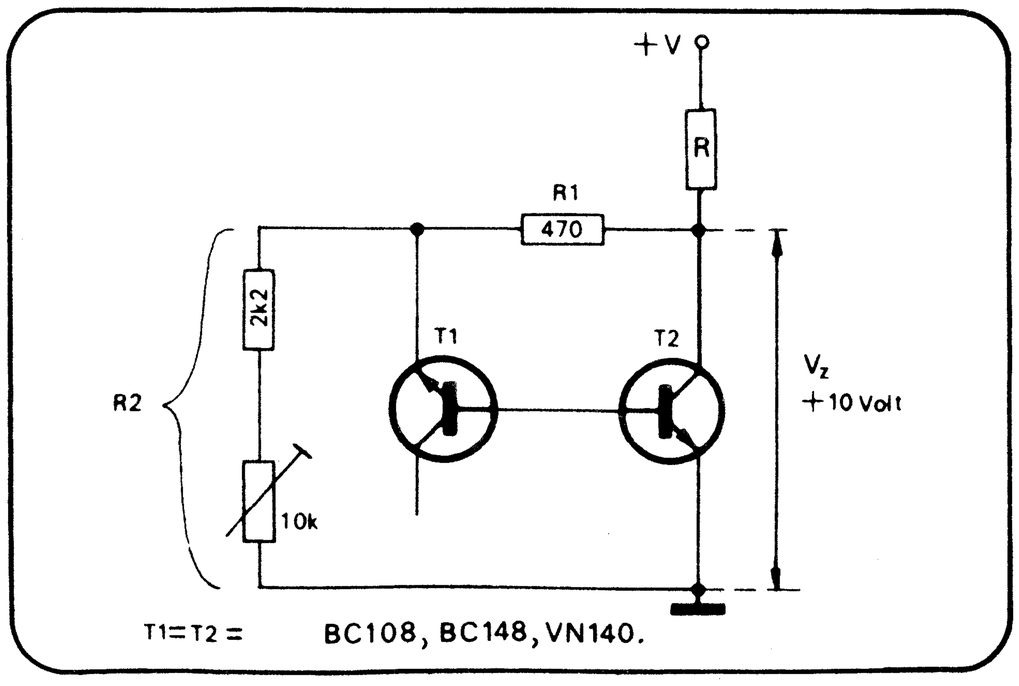
Figuur 4. Instelbare aktieve zenertransistor.

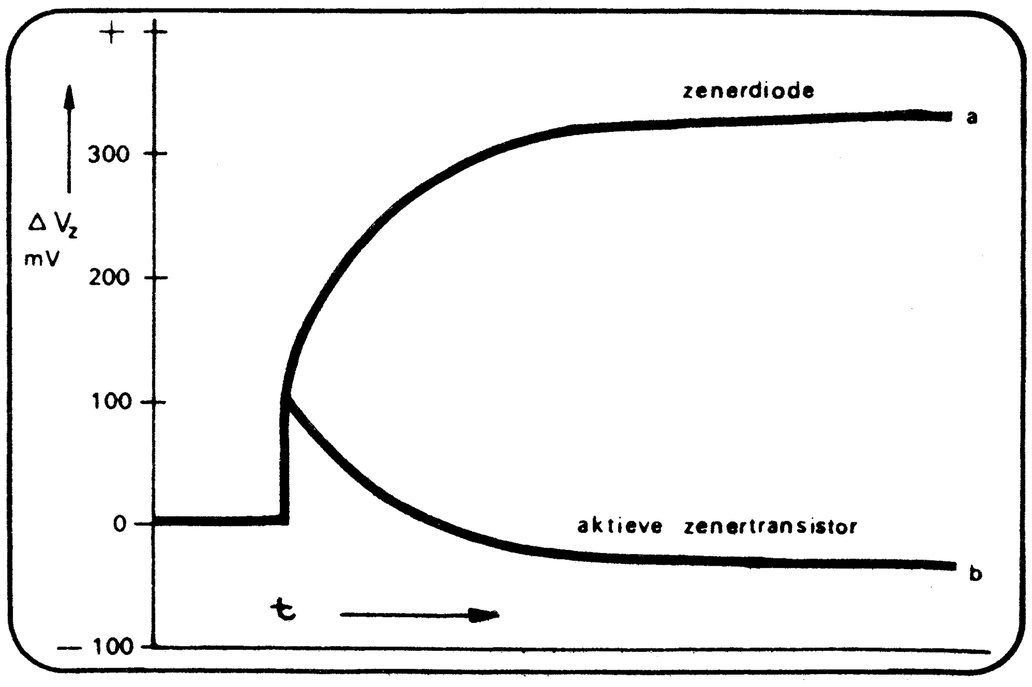
$\frac{\Delta I_z R_1}{\alpha'_2} \leqslant 50$ mV (nl. kleiner of gelijk aan een ½ % van de nominale zenerspanning).
Indien $I_2 = 20$ mA en $\alpha'_2 = 100$ mag men voor R_1 een waarde kiezen die niet hoger is dan 500 Ω. (E_{12}-waarde 470Ω). De waarde van R_2 volgt dan uit de relatie:

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{V_z - (V_{be1} + V_{be2})}{V_{be1} + V_{be2}}$$

Wegens de sterke spreiding in de waarde van V_{be1} is R_2 gedeeltelijk uitgevoerd als potentiometer. Voor de schakeling van fig. 5 is een ruststroom nodig van $I_R \approx 10/(R_1 + R_2)$, zodat voor de bepaling van de waarde van

Figuur 6. Spanningsverloop van een gewone zenerdiode (a) en de aktieve zenertransistor uit fig. 5 (b) bij een plotselinge temperatuursverandering.





R hiermee rekening gehouden moet worden. De waarde van R kan op dezelfde wijze bepaald worden als bij de gewone zenerdiode. Men kan hiervoor onderstaande vergelijking gebruiken:

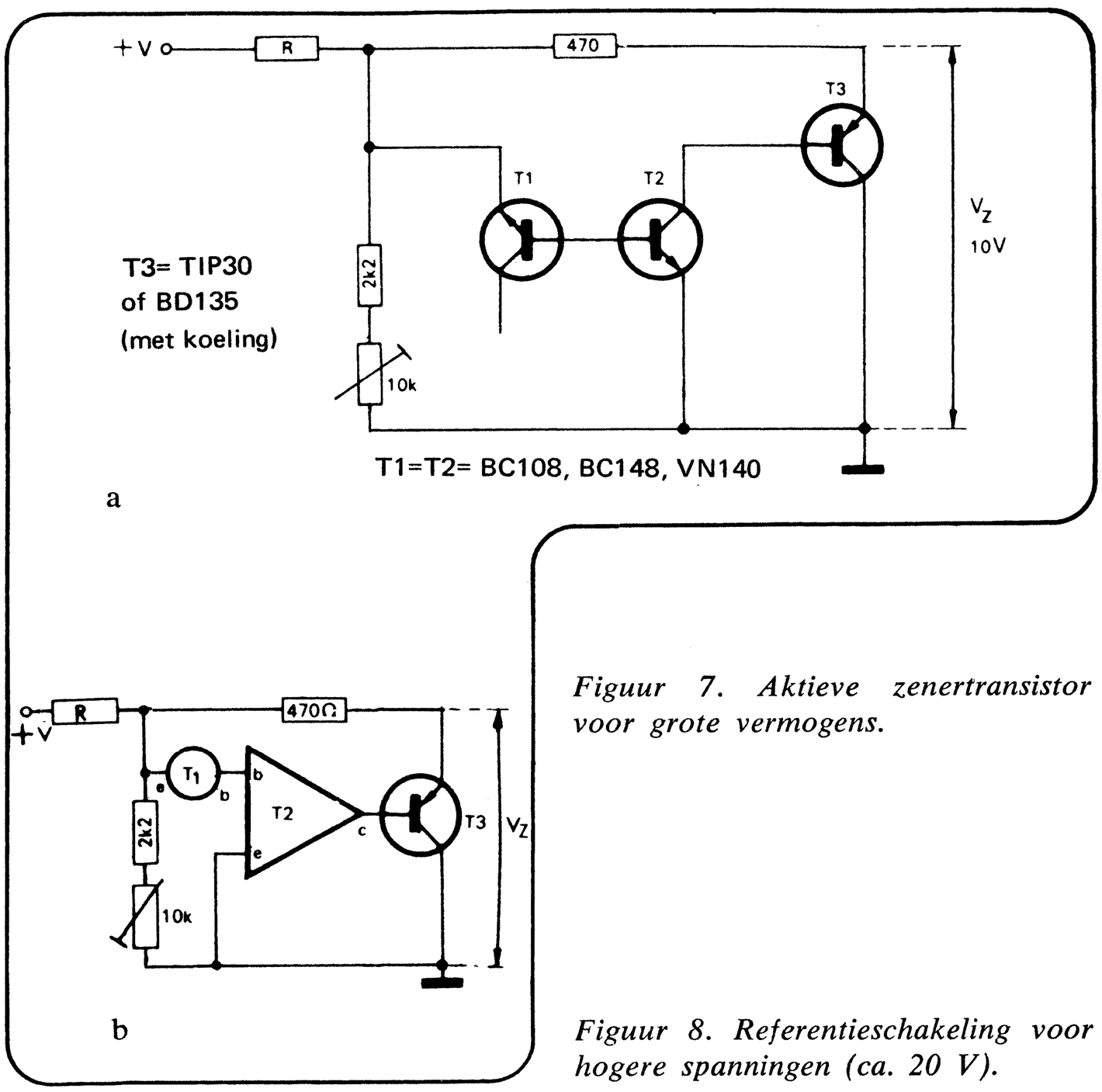
$$R \leqslant \frac{V - 10}{I_R + I_{b\ maks} + I_{z\ min}}$$

Hierin is $I_{b\ maks}$ de maksimaal optredende en toelaatbare belastingsstroom. Behalve een zeer nauwkeurige instelling van de zenerspanning en een lage temperatuurskoëfficiënt zal de zenerspanning van de schakeling van fig. 5 bij een zenerstroomverandering vrijwel op de oude waarde terugkomen. Dit wordt aan de hand van fig. 6 toegelicht. In deze figuur worden nl. de zenerspanningsverandering van een 10 Volt zenerdiode (a) en de aktieve zenertransistor van fig. 5 (b), bij een zenerstroomverhoging van 20 mA, met elkaar vergeleken. Bij een gelijke initiële verandering zal de zenertransistor na enige tijd (ca. 1 minuut) vrijwel op de oude waarde terugkomen. De reden hiervan is dat de spanningsverhoging t.g.v. de differentiële zenerweerstand en R_1 (470 Ω) geheel of gedeeltelijk teniet wordt gedaan door de negatieve temperatuurskoëfficiënt van T_2 (T_1 blijft nl. op de oorspronkelijke temperatuur, doordat het opgewekte vermogen hierin vrijwel konstant blijft).

Indien een zenertransistor met een groter vermogen gewenst is, kan men voor T_2 een vermogenstransistor nemen. Doordat de basisstroomvariatie groter wordt, moeten voor R_1 en R_2 weerstanden met een lagere waarde worden genomen. De ruststroom wordt dan echter aanzienlijk groter, hetgeen voor bepaalde situaties ongewenst is.

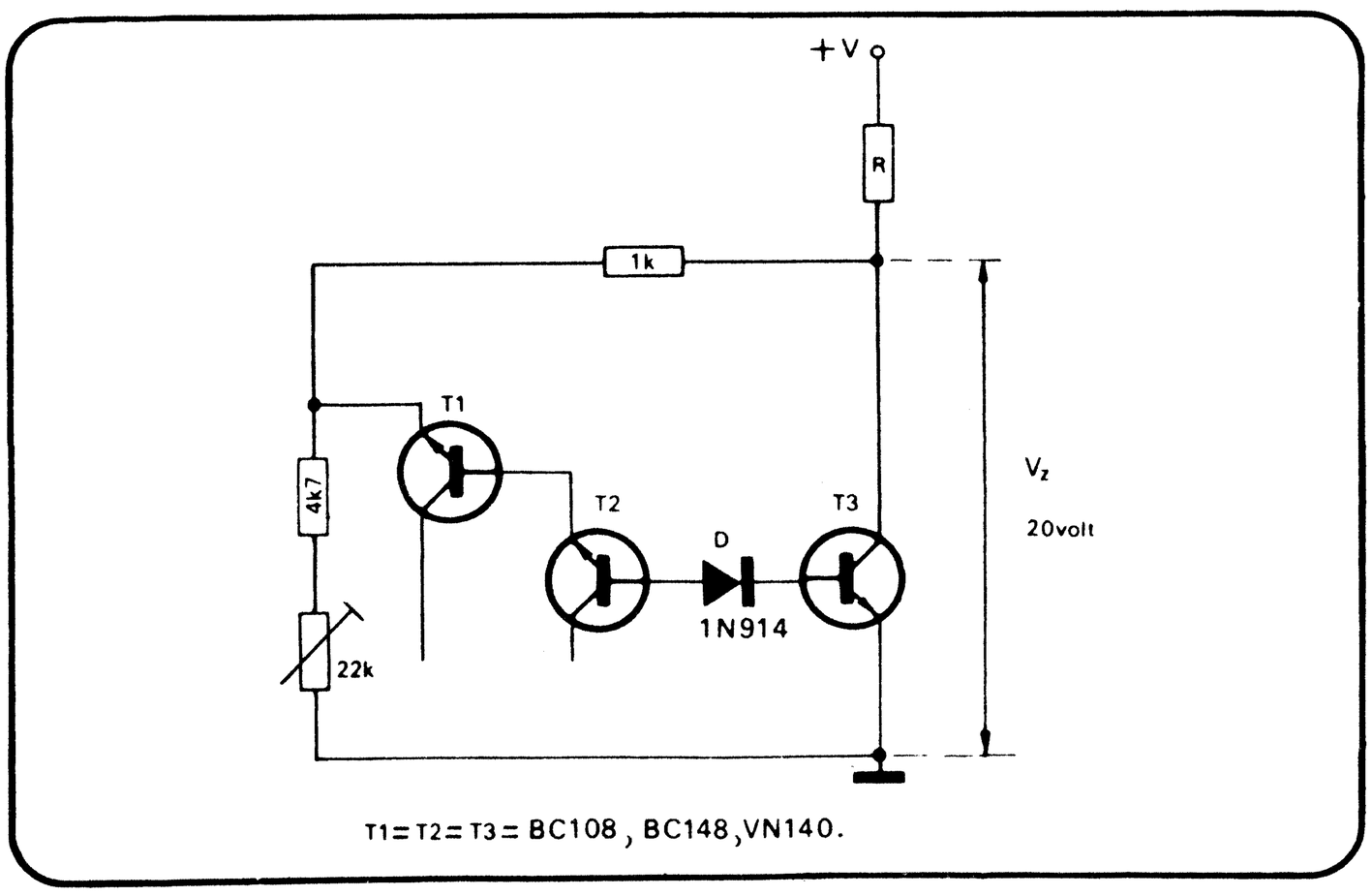
Een over het algemeen betere oplossing biedt de schakeling van fig. 7a, waarin een ekstra transistor T_3 is opgenomen. In het vervangingsschema van fig. 7b kan de funktie van T_3 gemakkelijk worden verklaard. De uitgangsstroom van de zenertransistor (fig. 5) is hier gelijk aan de basisstroom van de vermogenstransistor T_3. Deze transistor heeft geen invloed op de totale temperatuurskoëfficiënt.

Als laatste voorbeeld wordt in de schakeling van fig. 20 een aktieve zenertransistor van 20 Volt gegeven. De zenertransistors T_1 en T_2 staan hier in serie. De positieve temperatuurskoëfficiënt van +4 mV/°C van T_1 en T_2 wordt gekompenseerd door de negatieve temperatuurskoëfficiënt van de diode D en de basis-emitter-overgang van T_3. Op deze wijze wordt een aktieve zenertransistor verkregen met een temperatuurskoëfficiënt van vrijwel 0, wat t.o.v. een gewone zenerdiode, die bij deze spanning een temperatuurskoëfficiënt bezit van ca. +17 mV/°C, een grote verbetering is.

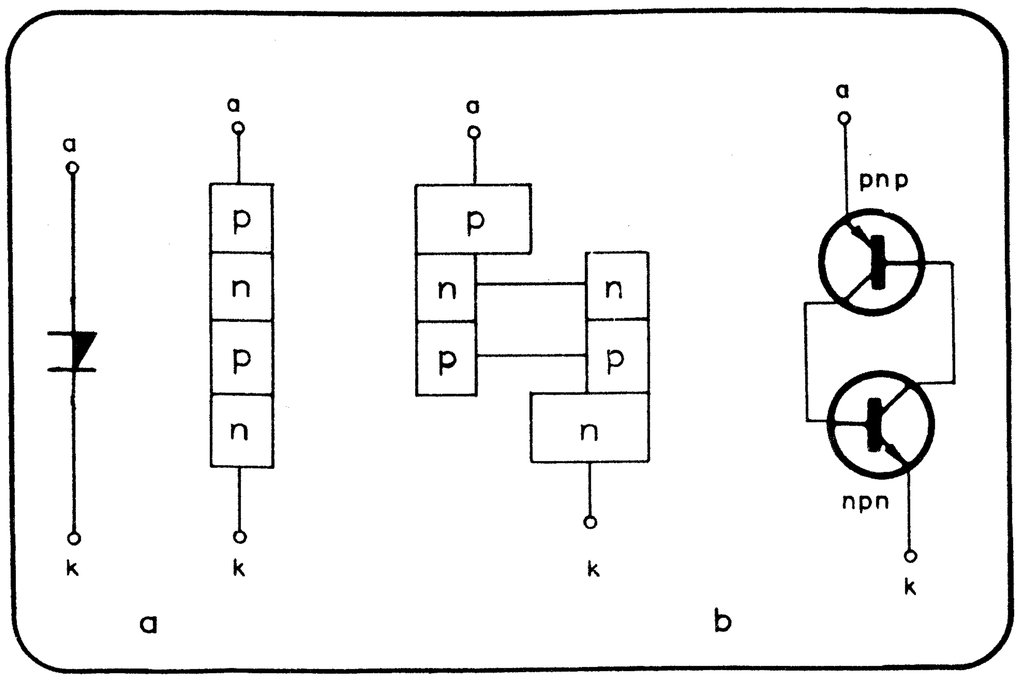


Figuur 7. Aktieve zenertransistor voor grote vermogens.

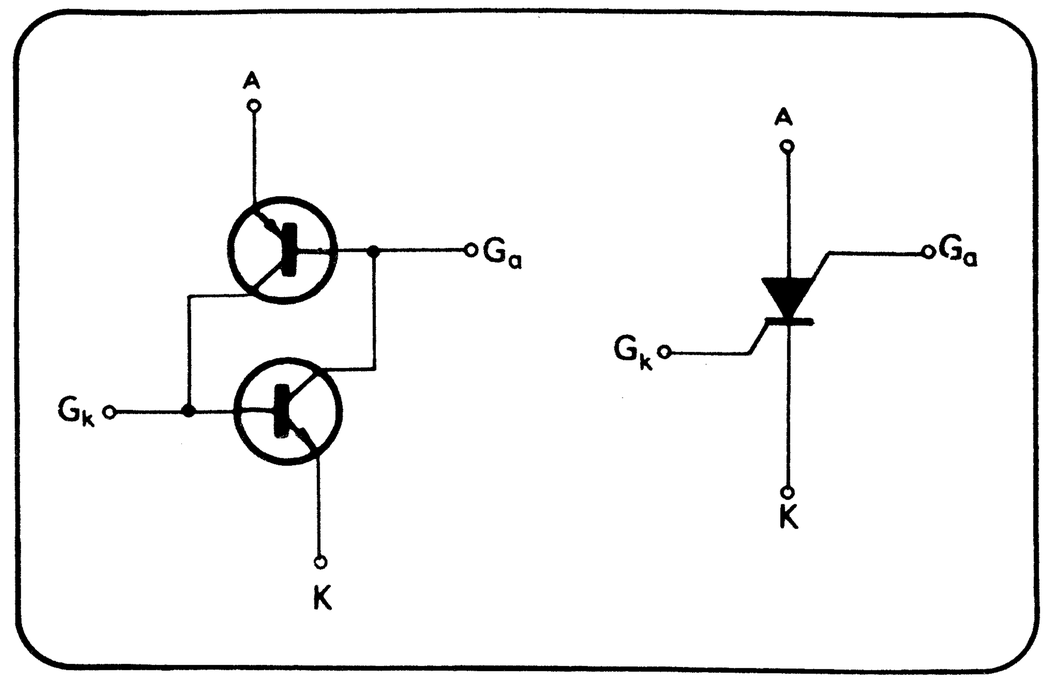
Figuur 8. Referentieschakeling voor hogere spanningen (ca. 20 V).



Literatuur: Wireless World, Okt. 1969 pg. 484-486.

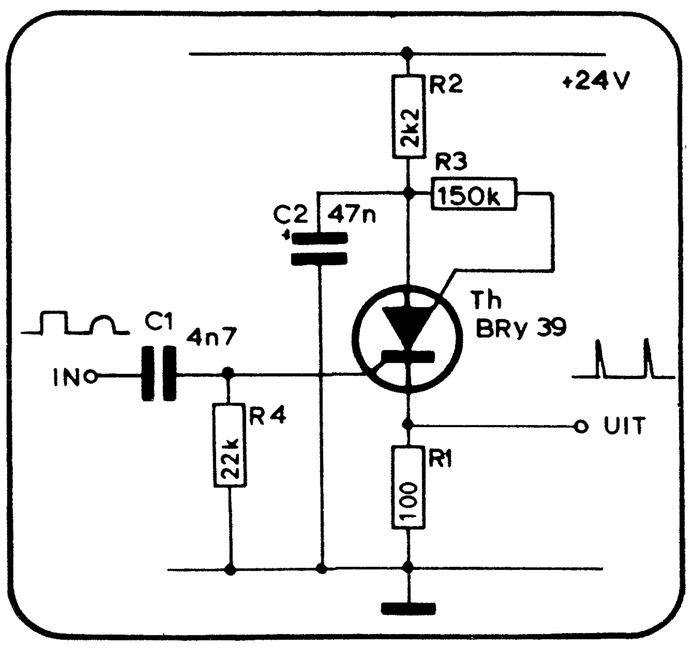


Figuur 1. De struktuur van een vierlaagdiode. Deze kan worden voorgesteld door twee transistoren.



Figuur 2. Door alle lagen van een aansluiting te voorzien wordt een bestuurbare gelijkrichter of SCS verkregen.

Figuur 3. Impulsvormer welke positieve pulsen levert met een breedte van ca. 10 μsek.



schakelingen met vierlagendioden

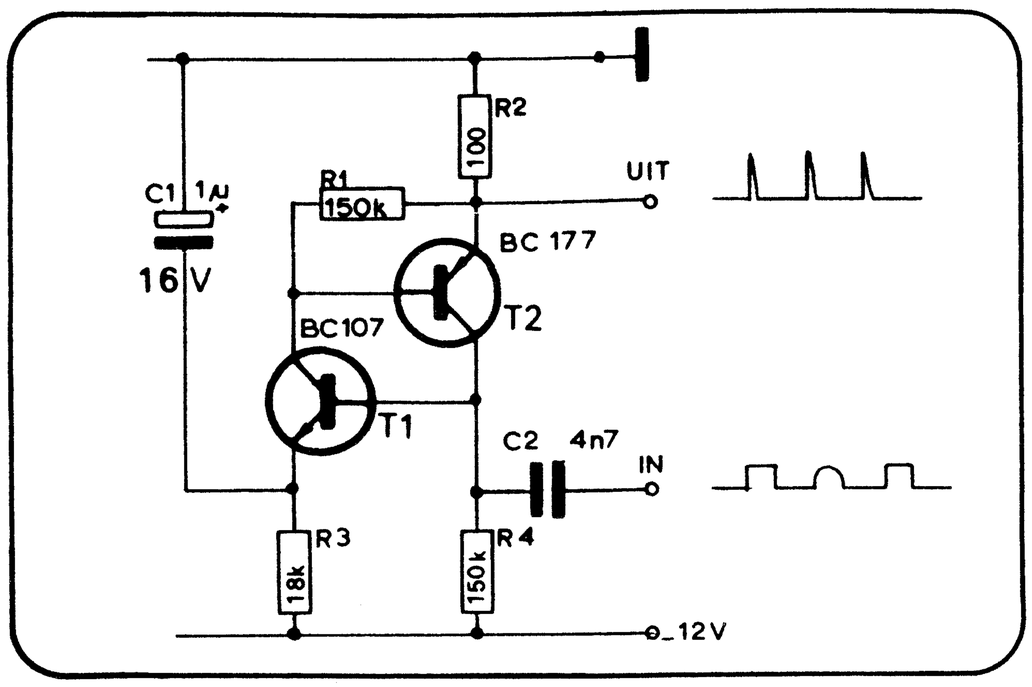
In toenemende mate wordt in de elektronika gebruik gamaakt van vierlagendioden. Dit artikel beschrijft enkele toepassingen met een stuurbare thyristor (SCS) die eveneens een vierlagenstruktuur bezit.

In figuur 1a is de struktuur van een vierlagendiode (Shockly-diode) getekend. Deze struktuur kan opgebouwd worden gedacht uit twee afzonderlijke transistoren (fig. 1b) een pnp- en een npn-type. Wordt hierop een spanning aangesloten dan bevinden beide transistoren zich in sperrende toestand. Door de spanning zover op te voeren dat een van de bc-overgangen doorslaat zal de „anode" transistor basisstroom krijgen, waardoor deze gaat geleiden en op zijn beurt weer een basisstroom aan de eerste transistor levert.

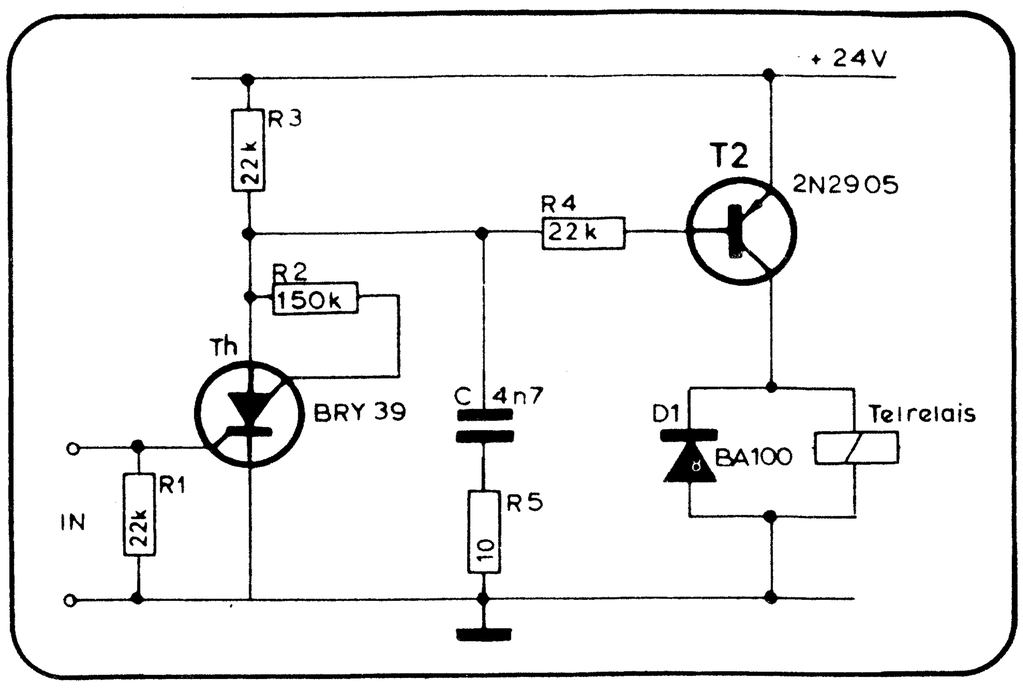
Het element bevindt zich nu in geleidende toestand en zal slechts dan weer gaan sperren wanneer de stroom daalt beneden een bepaalde waarde, de houdstroom. Om de vierlagendiode te ontsteken zijn ook nog andere manieren bekend, waaronder verhoging van de temperatuur waardoor de lekstroom van de ene transistor de basisstroom levert van de andere. Dit veroorzaakt dan weer een lawine-effekt wat tot gevolg heeft dat de vierlagendiode gaat geleiden. Door alle lagen van de vierlagendiode te voorzien van een aansluiting wordt een element verkregen wat kan worden in en uitgeschakeld door het aanleggen van een spanning op een van de poorten (fig. 2). Inschakelen geschiedt door een positieve puls op G_k of een negatieve op G_a. Uitschakelen door een negatieve puls op G_k of een positieve op G_a. Door een positieve puls op G_k te zetten zal T_2 opengaan wat een lawine-effekt veroorzaakt, waardoor de SCS gaat geleiden. Een negatieve puls doet deze transistor sperren, waardoor ook de kombinatie niet meer geleidt. Vòor de sturing op de anodepoort, die bijv. nodig is wanneer de belasting zich aan de katodezijde bevindt geldt uiteraard dezelfde redenering. Uitschakelen kan ook geschieden door de stroom beneden de houdstroom te laten dalen. Voor de hier beschreven schakelingen kan i.p.v. een bestuurbare thyristor (bijv. BRY 39) ook een kombinatie van twee komplementaire transistoren worden gebruikt (zie fig. 2) zoals BC 107 - BC 177, of 2N1613 - 2N1905.

Impulsvormer

De schakeling hiervan is getekend in fig. 3 en levert positieve pulsen met een pulsbreedte van ca. 10 μsek. De anodeweerstand R_2 is zo groot gekozen dat de stroom door de SCS lager is dan de houdstroom. Deze geleidt dus alleen wanneer op G_k een positieve spanning aanwezig is. Op het moment dat de voedingsspanning wordt aangesloten laadt C_2 zich via R_2 op tot de voedingsspanning. Wordt



Figuur 4. Impulsvormer welke negatieve pulsen levert met een breedte van ca. 100 µsek.



Figuur 5. Door middel van smalle ingangspulsen kan een telrelais met een veel langere opkomtijd worden gestuurd.

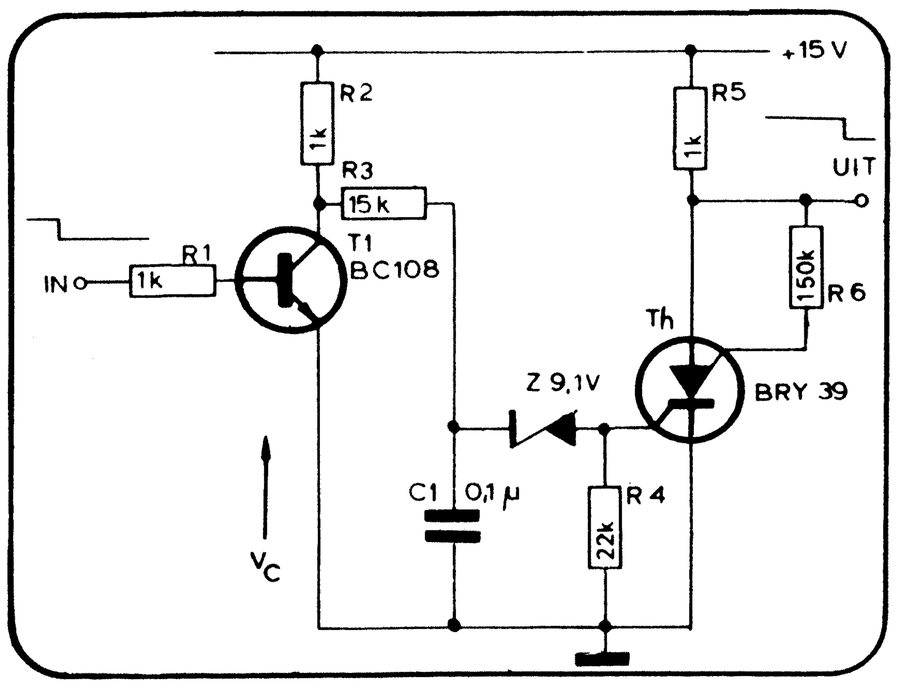
op G_k een spanning aangesloten dan gaat Th open en C_2 ontlaadt zich over R_1. Hierover verschijnt dus een puls, zoals getekend in de figuur. Verdwijnt de uitgangsspanning dan spert Th en C_2 laadt zich weer op via R_2. De schakeling is dan weer in staat om een nieuwe puls te verwerken. De herhalingstijd van de ingangsspanning moet zo groot zijn dat C_2 voldoende kan worden opgeladen. Dit komt overeen met een maksimale frekwentie van de ingangsspanning van ca. 10 kHz.

De schakeling in fig. 4 werkt volgens hetzelfde principe maar levert negatieve pulsen met een breedte van ca. 100 µsek. De maksimale herhalingsfrekwentie van de ingangsspanning is hier 50 à 60 Hz.

Telrelais.

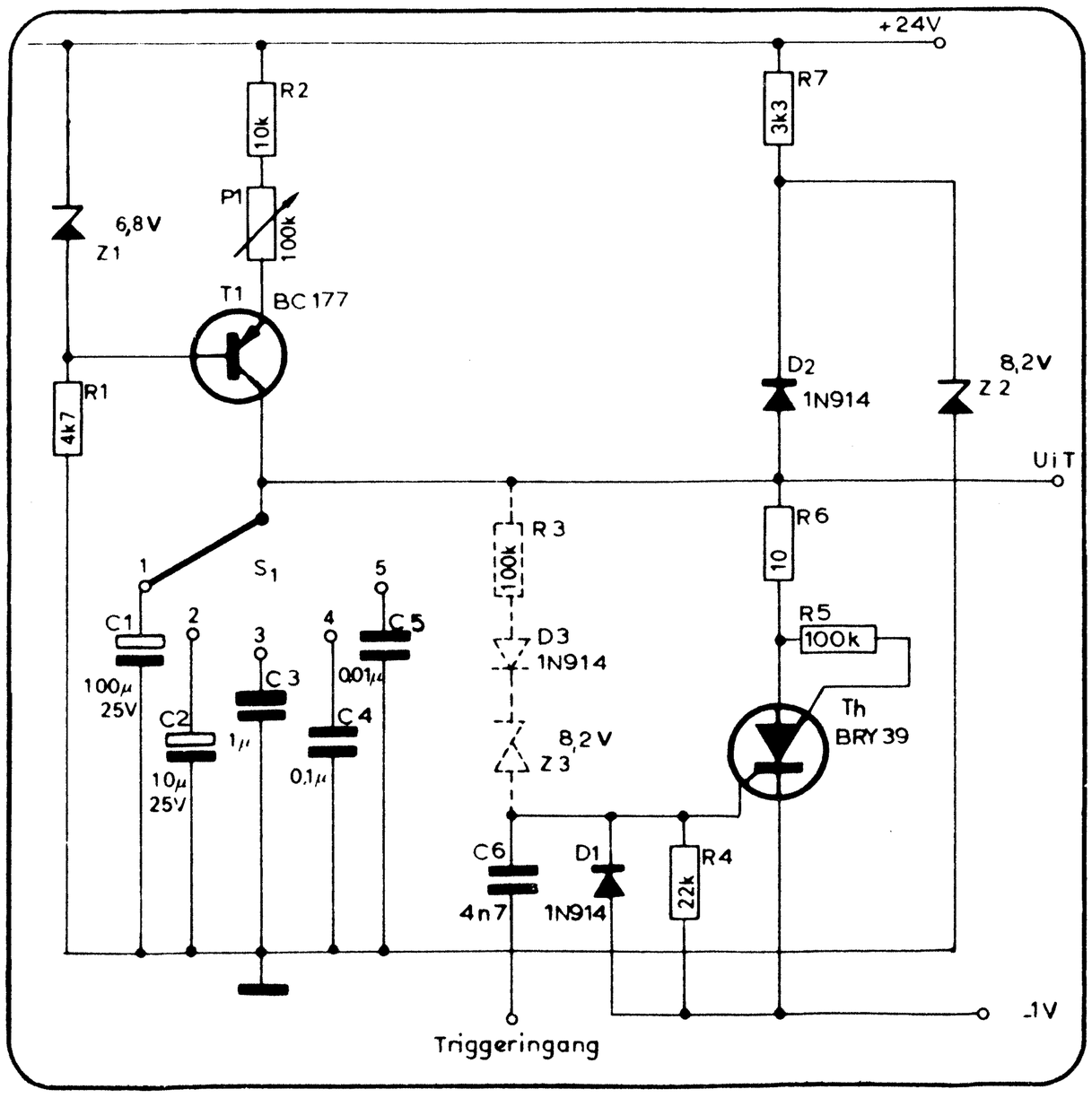
In figuur 5 is een schakeling getekend waarmee een telrelais kan worden gestuurd uitgaande van kleine, smalle ingangspulsen. Wordt op de ingang een korte puls gezet dan gaat de SCS geleiden, waardoor C wordt ontladen. Tevens komt R_4 op aardpotentiaal te liggen waardoor T_2 gaat geleiden en het relais opkomt. Valt nu de ingangsspanning weg dan spert de SCS want de stroom erdoor is kleiner dan de houdstroom. De kondensator wordt dan opgeladen via R_3 en R_5. Door T_2 blijft dan een basisstroom vloeien totdat C helemaal is opgeladen, op dit moment valt het relais af. De breedte van de ingangspuls wordt door deze schakeling dus vergroot, waardoor het

Figuur 6. De negatief gaande puls wordt door deze schakeling gedurende een bepaalde tijd vertraagd. Voor de aangegeven waarden bedraagt deze tijd ca. 1,6 msek.



stand S_1	waarde van C	laadtijd (regelbaar met P_1
1	C_1 = 100 uF	15 – 1,5 sek.
2	C_2 = 10 uF	1,5 – 0,15 sek
3	C_3 = 1 uF	150 – 15 msek
4	C_4 = 0,1 uF	15 – 1,5 msek
5	C_5 = 0,01 uF	1,5 – 0,15 msek

Figuur 7. Triggerbare zaagtandgenerator voor oscilloskoop.



mogelijk is een telrelais op, dikwijls veel snellere, elektronische schakelingen aan te sluiten.

Impulsvertrager

De schakeling van de impulsvertrager is gegeven in fig. 6. Wordt op de ingang een spanning aangesloten dan geleidt T_1 en C_1 ontlaadt zich hierover. Th spert en de uitgangsspanning is ongeveer gelijk aan V_B. Gaat de ingangsspanning naar 0 Volt dan spert T_1 en C_1 laadt zich op via R_2 en R_3. Bereikt V_c de spanning 0,7 + V_z dan „ontsteekt" de SCS en gaat de uitgangsspanning naar 0 Volt. De uitgangsspanning gaat dus een bepaalde tijd later naar 0 Volt dan de ingangsspanning. Met de gegeven waarden is de vertraging ca. 1,6 msek.

Triggerbare zaagtandgenerator voor oscilloskoop. *(Figuur 7)*

De zaagtandgenerator wordt gevormd door de stroombron met T_1 en C_1. De kondensator wordt opgeladen met een konstante stroom wat impliceert dat de spanning over C (uitgang) lineair met de tijd toeneemt.
Wordt aan de triggeringang een positieve puls toegevoerd dan gaat de SCS geleiden, waardoor C_1 zeer snel wordt ontladen. Omdat de SCS op een negatieve spanning is aangesloten zal C_1 zich helemaal ontladen. Op het tijdstip dat V_c nul Volt is, is de spanning over de SCS zo klein geworden en deze zal gaan sperren. Op dat moment kan C weer worden opgeladen door de stroombron. De zaagtand start dus op het moment dat er aan de ingang een spanning wordt toegevoerd. Door D_2 en Z_2 wordt de uitgangsspanning begrensd op ca. 7,5 V, dit in verband met eventuele niet lineariteitsverschijnselen van de stroombron. Wordt geen triggersignaal aan de ingang toegevoerd, dan loopt de generator vrij t.g.v. Z_3 welke doorslaat wanneer V_c ca. 8 V is. De SCS wordt dan ontstoken. Met potmeter P_1 kan de frekwentie kontinu met een faktor 10 worden gevarieerd. Ditzelfde gebeurt ook nog eens in stappen d.m.v. S_1. In bijgevoegde tabel zijn de waarden van C en bijbehorende tijden aangegeven. Voor toepassing als tijdbasisgenerator in een oscilloskoop is nog een versterkertrap nodig welke de spanning tot de gewenste waarde versterkt.

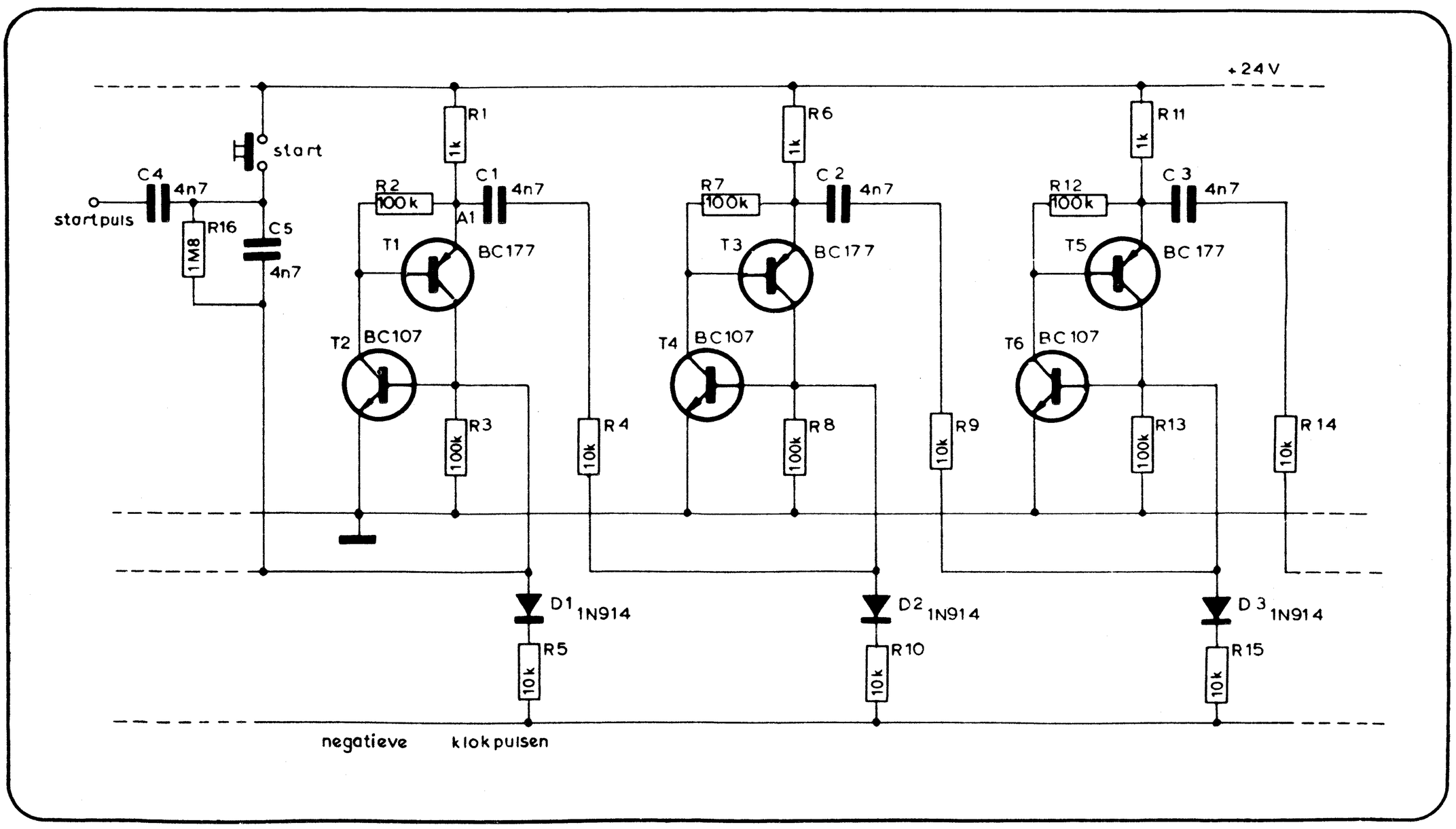
Ringteller.

Deze ringteller, welke o.a. als frekwentiedeler kan worden gebruikt, is opgebouwd uit een aaneengesloten keten van gelijke elementen (fig. 8). Wordt de startschakelaar ingedrukt dan verschijnt op G_k van de eerste trap een positieve puls, waardoor deze opengaat. Door een negatieve impuls aan de klokleiding toe te voeren zal T_1 gaan sperren. Dit sperren heeft een positieve puls op A_1 tot gevolg. Via C_1 wordt deze puls aan G_{k2} toegevoerd zodat nu de SCS gaat geleiden. Iedere nieuwe negatieve puls ontsteekt dan steeds een volgende SCS. De uitgangspulsen kunnen worden afgenomen van de anode van de SCS.

Konklusie

De veelzijdigheid van de bestuurbare gelijkrichter blijkt wel uit de toepassingen welke beschreven zijn in dit artikel. Verder is in elektuur reeds een toepassing als alarmsysteem beschreven, en kan de SCS ook nog worden toegepast als driver voor nixie-buisjes. Daar dit element in vele gevallen ook als een soort flipflop zijn dienst kan bewijzen zal het zeker zijn weg vinden in de elektronika.

Figuur 8. Ringteller waarbij voor iedere SCS gebruik is gemaakt van twee komplementaire transistoren. De negatieve ingangspulsen kunnen worden verkregen uit de schakeling van figuur 4.

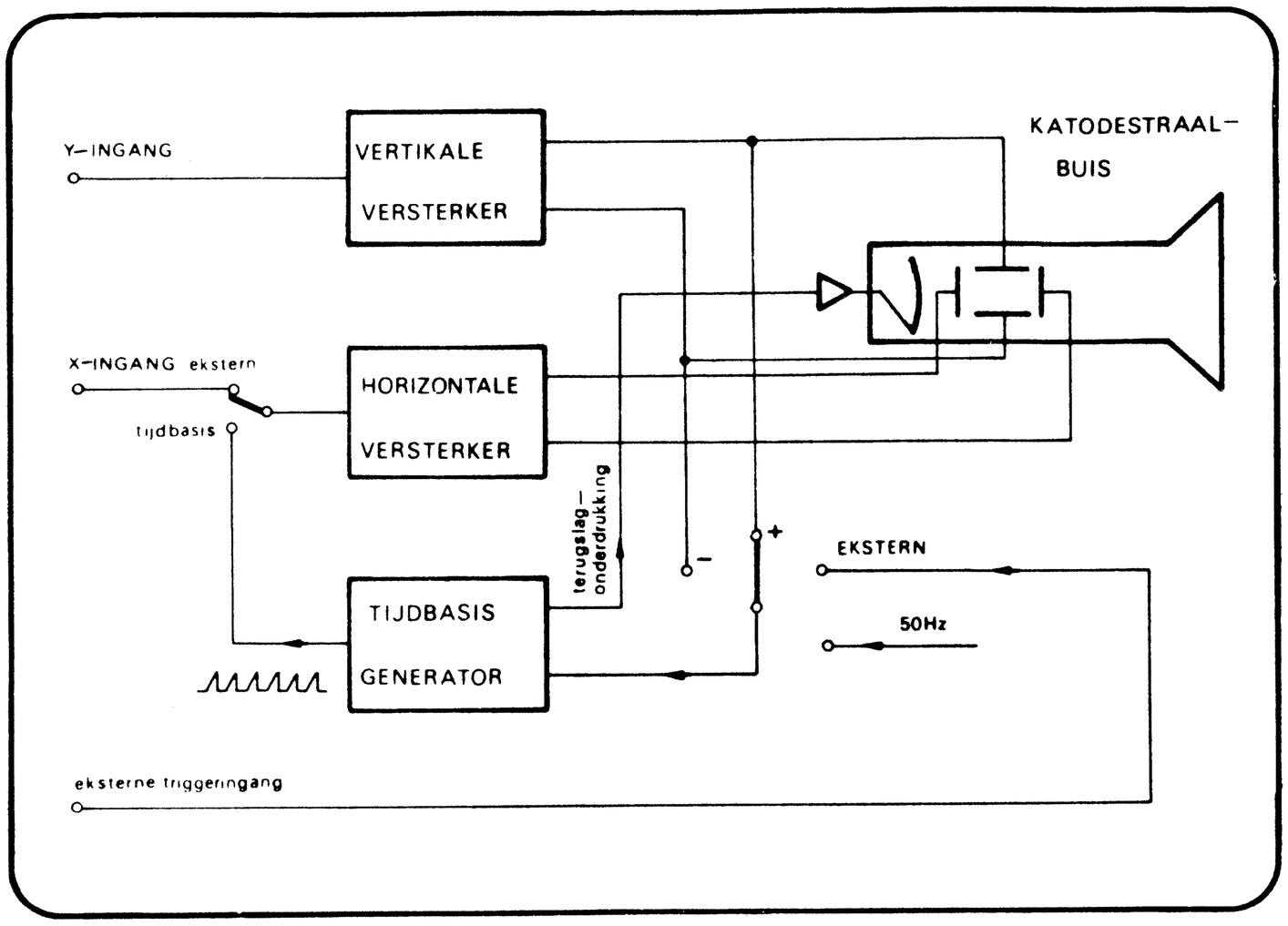


triggerbare zaagtandgenerator voor oscilloskoop

B.J.A. Verstraelen

Een volledig getransistoriseerde tijdbasisgenerator voor een oscilloskoop

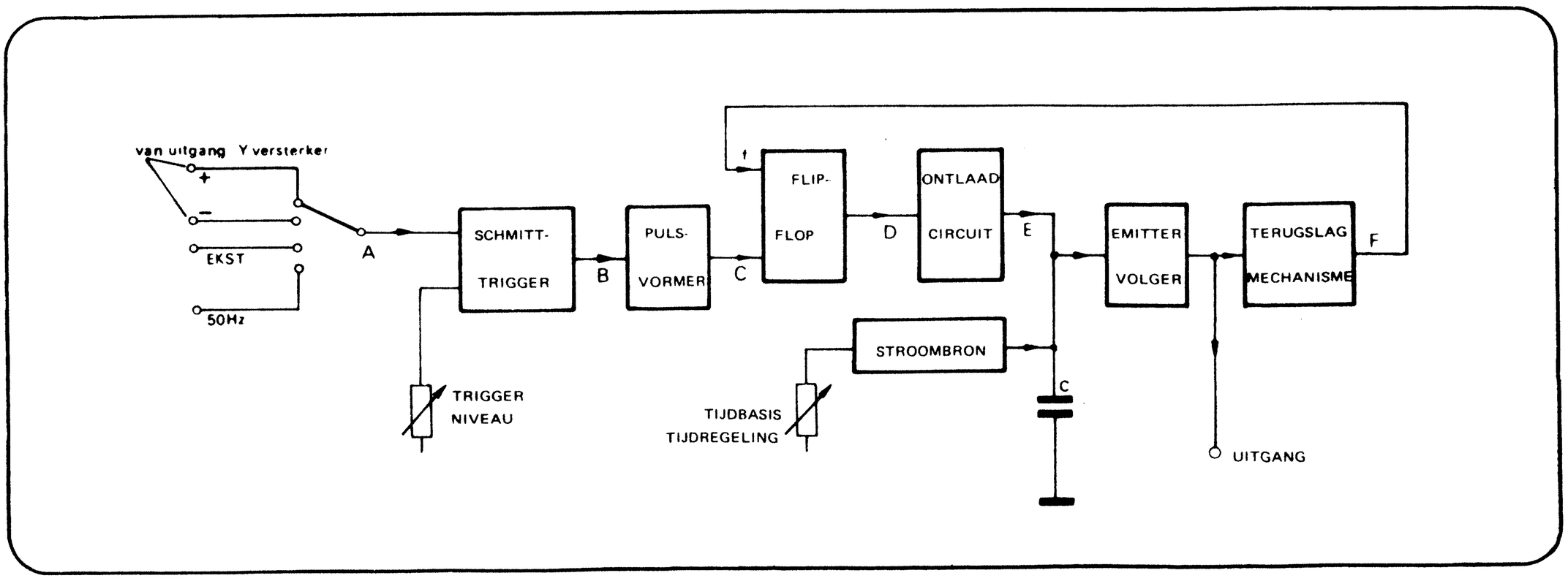
Het doel van een oscilloskoop is het weergeven van allerlei funkties en wel voornamelijk tijdfunkties, bijv. een spanning als funktie van de tijd. Wanneer de te bekijken spanning aan de vertikale (Y-) ingang wordt toegevoerd dan moet op de horizontale (X-) ingang een spanning worden gezet welke recht evenredig met de tijd toeneemt, m.a.w. een zaagtandvormig verloop . Verder dient de herhalingsfrekwentie dusdanig te zijn dat het weergegeven beeld stil staat om waarnemingen mogelijk te maken. De twee voornaamste mogelijkheden om dit doel te bereiken zijn synchronisatie en triggering.
Synchroniseren betekent dat de zaagtandspanning in de pas moet lopen met de periodieke ingangsspanning d.w.z. de herhalingsfrekwenties moeten identiek zijn. De ingangsspanning kan de frekwentie van de zaagtandspanning in een klein gebied beinvloeden.
Wanneer sprake is van triggering dan wordt de zaagtandspanning gestart door een positief of negatief gaande flank van van het ingangssignaal. Gedurende de eerste periode van de zaagtand heeft het ingangssignaal geen invloed. Na deze periode stopt de zaagtand generator en is weer een nieuwe startpuls (verkregen uit het ingangssignaal) nodig. In dit geval is de zaagtandgenerator niet zelfoscillerend.



Figuur 1. Vereenvoudigd blokschema van een oscillograaf waarin de funktie van de tijdbasisgenerator tot uiting komt.

Figuur 2. Uitgewerkt blokschema van de triggerbare zaagtandgenerator.

Deze laatste manier om een tijdbasisgenerator te sturen is wel de meest aangename. Men is namelijk niet beperkt tot een klein frekwentiegebied, zodat niet voortdurend de frekwentie van de zaagtandgenerator moet worden afgeregeld. In vele moderne oscillografen laat men zelfs de vaak nutteloze mogelijkheid van synchronisatie geheel weg. Dit artikel beschrijft dan ook een tijdbasisunit die



alleen deze mogelijkheid kent. In figuur 1 is een globale opzet van een oscillograaf gegeven waarin duidelijk de funktie van de tijdbasisgenerator naar voren komt.

Principe

In figuur 2 is een kompleet blokschema weergegeven aan de hand waarvan het principe van een tijdbasisgenerator duidelijk wordt gemaakt. Op de ingang van de Schmitt-trigger wordt het signaal toegevoerd, waarop de zaagtand moet starten. M.b.v. de ingangskeuzeschakelaar kan men hier kiezen uit 4 mogelijkheden: starten op de positieve flank van de uitgangsspanning van de Y-versterker (+ ingang); starten op de negatieve flank (- ingang) waarbij gebruik wordt gemaakt van een inverterende uitgang van de Y-versterker; eksterne triggering; starten op 50 Hz pulsen afkomstig van het lichtnet. Op de uitgang van de Schmitt-trigger verschijnt een rechthoekspanning welke door de pulsvormer in negatieve pulsen (op de positieve flank van de rechthoekspanning) wordt omgezet. Met deze pulsen wordt de Flip-Flop geset waardoor diens uitgang naar '0' gaat Het ontlaadcircuit wordt hierdoor buiten werking gesteld en kondensator C wordt lineair met de tijd opgeladen door de regelbare stroombron. Wanneer de spanning over de kondensator een bepaald niveau heeft bereikt dan moet terugslag plaats vinden; de Flip-Flop wordt gereset en het ontlaadcircuit zorgt ervoor dat kondensator C zeer snel wordt ontladen. Om de lineariteit van de zaagtandspanning over de kondensator niet te beïnvloeden door een te grote belasting is tussen het terugslagmechanisme en de kondensator een dubbele emitter-volger (Darlingtonschakeling) geplaatst. Aan de uitgang van deze impedantietransformator wordt de zaagtandspanning afgenomen.
Het terugslagmechanisme moet eigenlijk een dubbele funktie verrichten. Als de kondensatorspanning tot een bepaalde waarde is opgeladen wordt de uitgang van dit blokje positief. De Flip-Flop wordt hierdoor gereset en het ontlaadcircuit ingeschakeld zodat de spanning over kondensator C tot zijn oorspronkelijke waarde (begin-niveau) wordt teruggebracht. Tevens zorgt het terugslagmechanisme er voor, dat tijdens het ontladen de Flip-Flop niet door een triggerpuls opnieuw kan worden geset terwijl de kondensator nog half geladen is. De Flip-Flop wordt gedurende de gehele ontlaadcyclus vastgehouden door het ontlaadmechanisme.
Wanneer geen ingangssignaal aanwezig is of slechts een gelijkspanning dan wordt de tijdbasisgenerator niet getriggerd. In dit geval dient men de uitgang van de pulsvormer kort te sluiten en aldus op O V te houden. De Flip-Flop wordt dan na elke ontlaadperiode automatisch gereset door het O worden van de uitgang van het ontlaadmechanisme. De generator is dan vrijlopend (zelfoscillerend) zodat op het scherm een lijn zichtbaar blijft.
In figuur 3 zijn ter verduidelijking de spanningsvormen op de verschillende punten van het blokschema weergegeven.

De schakeling

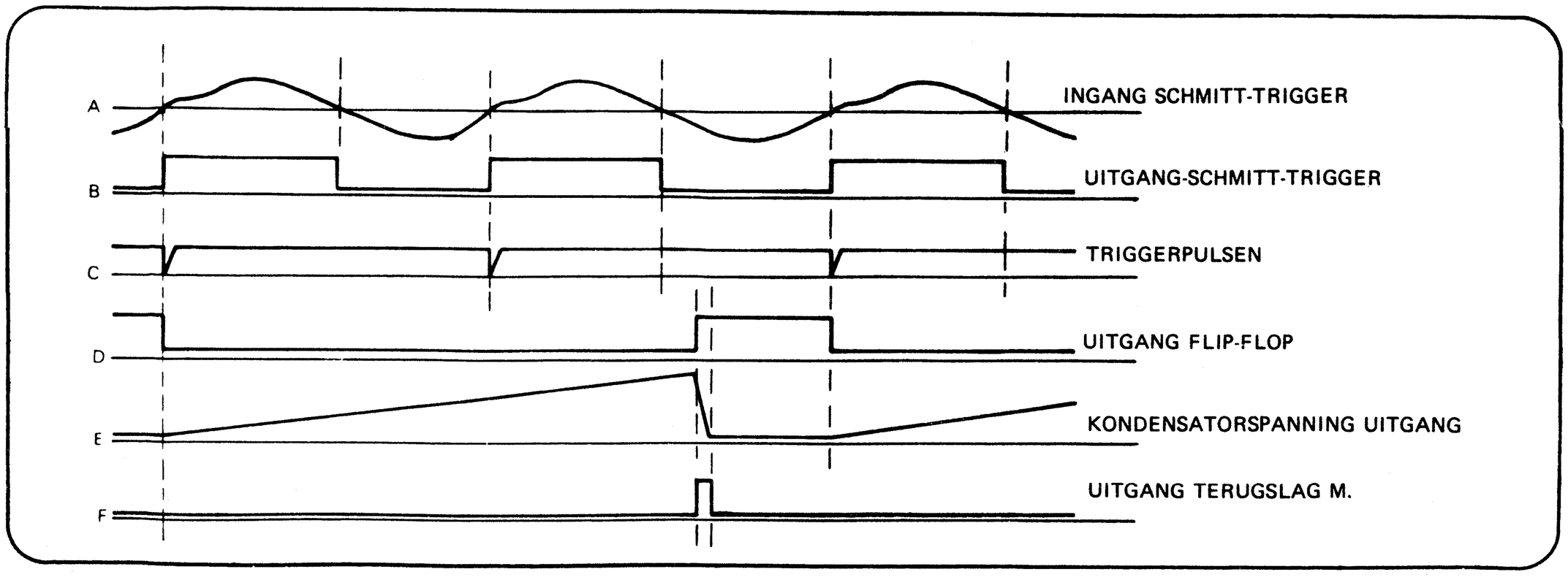
Schmitt-trigger

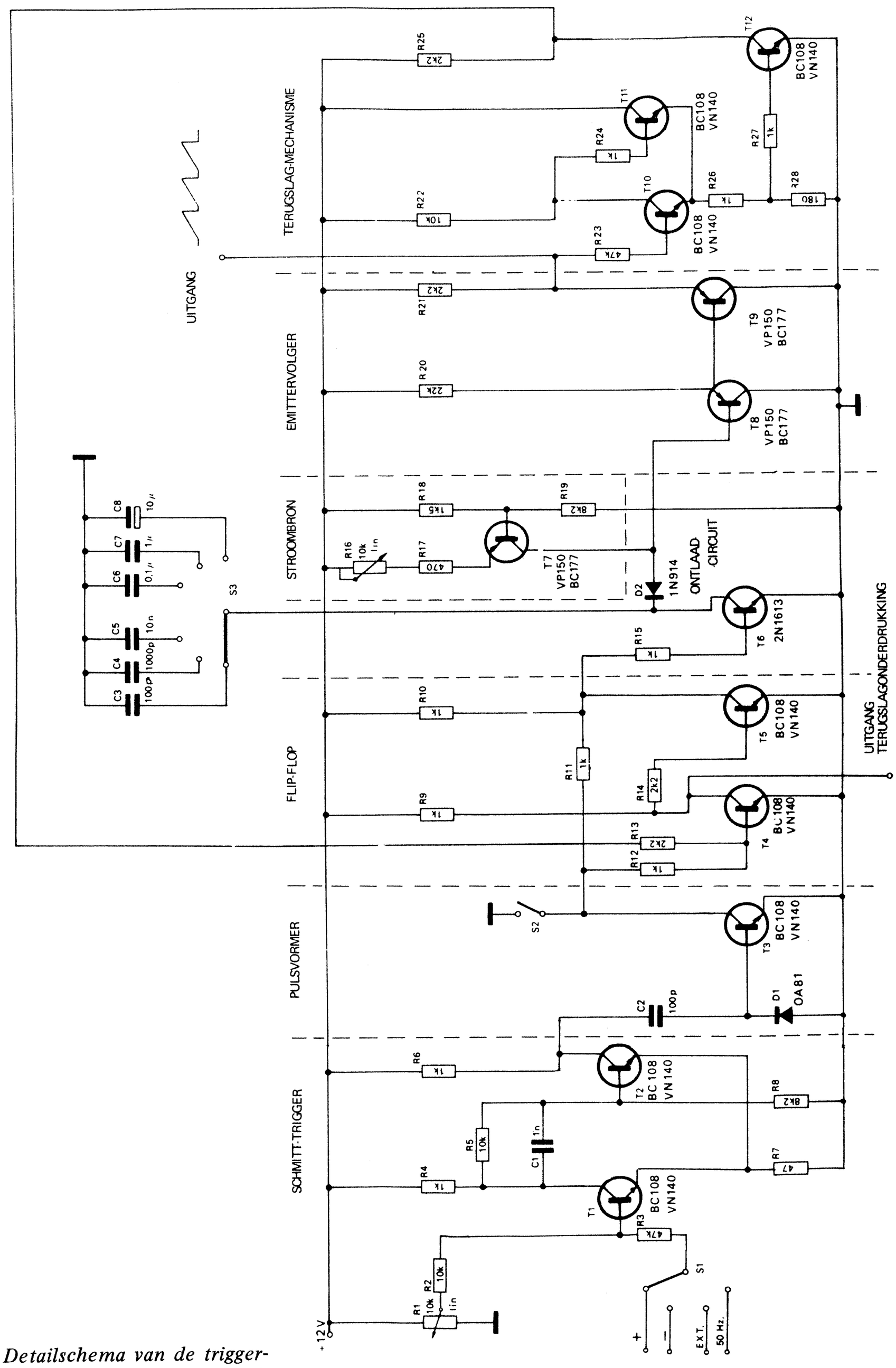
De opzet hiervan is klassiek. Het triggerniveau (d.i. het punt van de op de oscilloskoop weer te geven kromme, waarbij de tijdbasis start) is verschuifbaar m.b.v. de 10k potmeter, die de voorspanning op de ingang van de Schmitt-trigger regelt.

Flip-Flop of stabiele multivibrator

Uitgaande van de toestand waarbij het ingangssignaal nul is (kondensator C ontladen) is de werking als volgt te omschrijven. T_3 spert (geen basisstroom), T_4 geleidt en wordt gestuurd uit de kollektor van T_5, welke tevens in sperrende toestand is, aangezien de kollektorspanning van T_4 laag is ($V_{ce\ sat}$) en dus geen stroom door de basisweerstand van 2kΩ loopt.
De uitgangsspanning (V_{ce} van T_4) is positief (zie fig. 2 sign. D). De positief gaande flank van de blokvormige uitgangsspanning van de Schmitt-trigger veroorzaakt een pulsvormige basisstroom in T_3. Transistor T_3 gaat hierdoor gedurende korte tijd geleiden waardoor de terugkoppellus (van de kollektor van T_4 naar de basis van T_5) naar massa wordt kortgesloten. De basis van T_4 krijgt hierdoor geen sturing meer zodat deze gaat sperren. Dus V_{ce} van T_4 wordt positief en T_5 gaat geleiden. De kollektorspanning van T_5 wordt laag en de uitgang gaat naar nul Volt. Dit is het moment waarop de tijdbasis start.
Het terugslagmechanisme zal na de ingestelde tijdbasistijd omslaan zodat punt F positief wordt. Hierdoor gaat T_4 geleiden zodat de sturing van T5 wegvalt en deze gaat sperren. Zolang F positief is heeft T_3 geen invloed op de toestand van de Flip-Flop. De kollektorspanning van T_5 is nu positief waardoor T_4 via de terugkoppellus blijft geleiden.
Bij een bepaalde positieve uitgangsspanning treedt het ontlaadcircuit in werking en vindt de terugslag plaats. Wanneer de kondensator C ontladen is wordt signaal F weer nul. T_4 blijft echter geleiden t.g.v. de terugkoppellus. De cyclus kan nu weer opnieuw starten.

Figuur 3. Spanningsvormen op de in figuur 2 aangeduide punten.





Figuur 4. Detailschema van de triggerbare zaagtandgenerator, opgebouwd met goedkope, niet kritische onderdelen

Ontlaadcircuit

Het ontladen van kondensator C geschiedt d.m.v. een transistor, die via een 1k Ohm weerstand op de basis wordt gestuurd. De piekstromen die bij het ontladen kunnen optreden zijn tamelijk groot en het is dan ook verstandig voor T_6 een semivermogenstransistor te kiezen (bijv. 2N1613, 2N1711).

Stroombron

De stroombronschakeling spreekt eigenlijk voor zichzelf. Transistor T_7 levert een konstante stroom die wordt bepaald door de basisspanning en de waarde van de emitterweerstand. De stroom en dus de laadtijd van de kondensator kan met de 10k Ohm potmeter worden geregeld en wel dusdanig dat de frekwentiegebieden van de tijdbasisgenerator (omschakelbaar d.m.v. S_3) elkaar overlappen. De laadtijd kan men berekenen uit de formule:

C.V. = I.T.

waarin C de kapaciteit van de laadkondensator is, V de top-top-waarde van de zaagtandspanning, I de laadstroom en T de benodigde laadtijd.

Wanneer C = 1μF, V = $8V_{pp}$ en I = 1mA, dan is de laadtijd gelijk aan T = 8msek. De herhalingsfrekwentie van de zaagtandgenerator in vrijlopende toestand (S_2 gesloten) is in dit geval 125Hz. Voor de laadkondensatoren moeten eksemplaren van goede kwaliteit worden gekozen aangezien de lekstroom hiervan de lineariteit van de zaagtandspanning kan bederven.

Emittervolger

Deze schakeling fungeert als impedantietransformator, die de invloed van belastingsvariaties op de uitgang teniet doet. De stroom versterkingsfaktoren van T_8 en T_9 moeten minstens 50 bedragen; een eis waaraan de meeste silicium transistoren zeker zullen voldoen.

Terugslagmechanisme

De schakeling is in feite een Schmitttrigger met een bizonder grote hysteresis. Indien kondensator C is ontladen en de uitgang van het terugslagmechanisme laag is (d.w.z. ca. 2 V) dan bevindt T_{10} zich in sperrende toestand. De kollektorspanning van T_{10} is positief zodat T_{11} geleidt en de emitterspanning van beide transistoren op 6 à 7 Volt wordt gehouden. Wanneer nu de ingangsspanning van het terugslagmechanisme t.g.v. het oplopen van de zaagtandspanning boven deze 6 à 7 Volt komt, dan gaat T_{10} basisstroom trekken. De kollektorspanning van T_{10} neemt af, met het gevolg dat T_{11} minder gaat geleiden en de gezamelijke emitterspanning iets daalt. T_{10} gaat hierdoor meer geleiden en er ontstaat een lawine-effekt met als resultaat, dat T_{11} volledig wordt dichtgestuurd en T_{10} geleidt. De spanning op de emitters bedraagt dan ca. 1 V, zodat T_{12} spert en de spanning op punt F wordt dus sterk positief. De Flip-Flop wordt gereset, waardoor transistor T_6 gaat geleiden en kondensator C wordt ontladen.

Op het moment dat de spanning over de kondensatoren zover is gedaald dat T_8, T_9 en T_{10} geen basisstroom meer trekken zal de Schmitt-trigger, gevormd door T_{10} en T_{11}, weer terugklappen naar de begintoestand. Het ontladen van de kondensator wordt gestopt en het geheel is weer gereed voor de volgende cyclus.

Slotkonklusie

De beschreven zaagtandgenerator is reeds verscheidene malen met sukses gebouwd met diverse typen transistoren. Het verdient aanbeveling om transistoren met een hoge stroomversterkingsfaktor te gebruiken; in ieder geval moet α' groter zijn dan 60.

De voeding van 12 Volt moet ca. 40mA kunnen leveren en dient i.v.m. de ijking gestabiliseerd te zijn terwijl een goede afvlakking (kleine rimpelspanning) noodzakelijk is.

Het signaal voor de terugslagonderdrukking kan worden afgenomen van de kollektor van T_4 of - als de tegengestelde faze nodig is - van de kollektor van T_5. Eigenlijk is hier de naam terugslagonderdrukking misleidend want ook in rusttoestand (geen signaal) mag het scherm niet oplichten.

Gebleken is dat de schakeling ook zonder oplaadkondensator C_1 genereert, dus alleen op parasitaire kapaciteiten. De lineariteit van de zaagtand is dan echter niet meer voldoende. In dit verband is het tevens raadzaam om in het hoogste bereik (100 pF) gebruik te maken van een vaste kondensator van 47 pF parallel geschakeld aan een trimmer van 60 pF om de maksimale frekwentie af te regelen.

Tot slot nog enkele gegevens van de komplete schakeling:

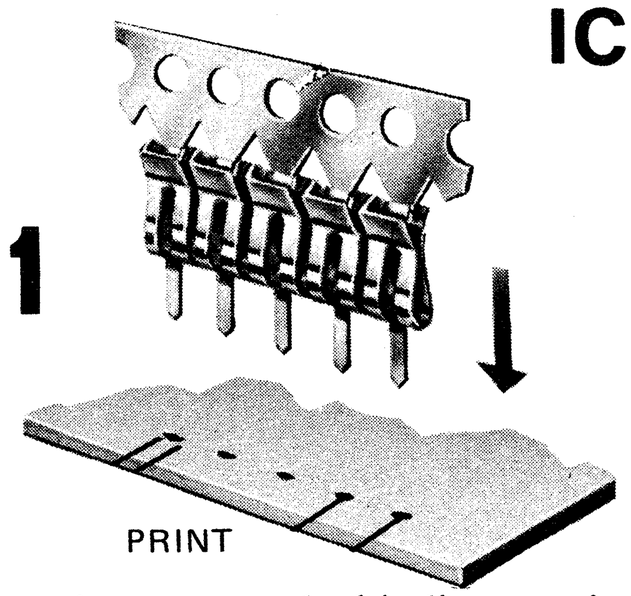
Maksimale frekwentie waarbij de schakeling nog goed werkt: groter dan 5 MHz.

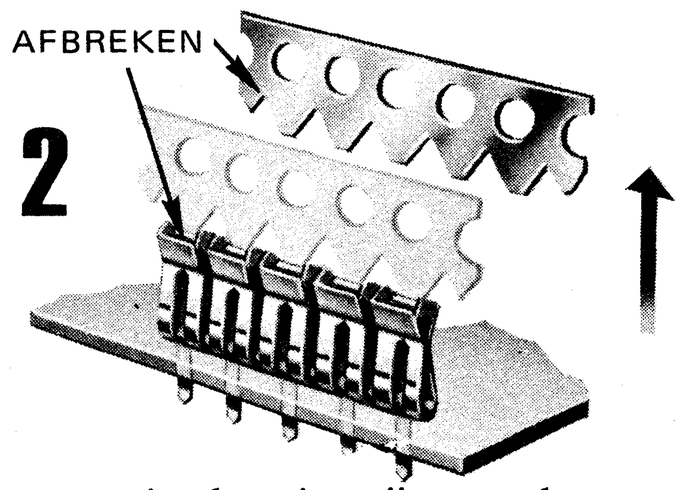
Periodetijd van de zaagtand: 0,33 sek - 330 nanosek (3Hz - 3MHz) overeenkomend met een schrijfsnelheid van 0,033 sek/cm - 33nsek/cm (bij een 10 cm scherm), instelbaar in 5 bereiken (S_3, kontinu regelbaar d.m.v. P_2).

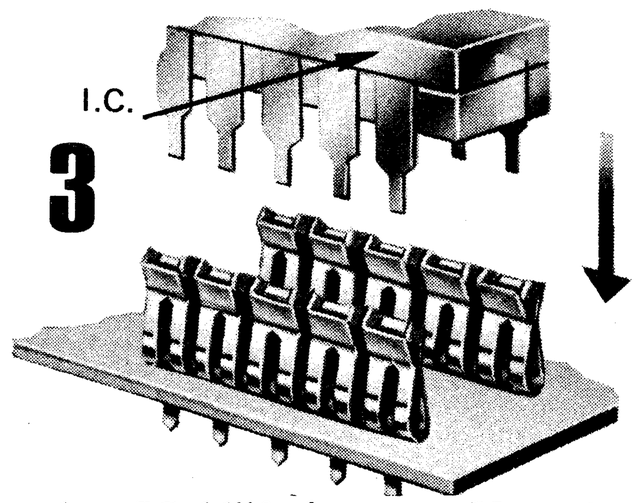
Uitgangsspanning: ca. $8V_{pp}$ (tussen de niveau's 2V en 10V).

Benodigde triggerspanning: minimaal 2,5 V_{eff} (7 V_{pp}).

IC-voetjes voor 70 cent





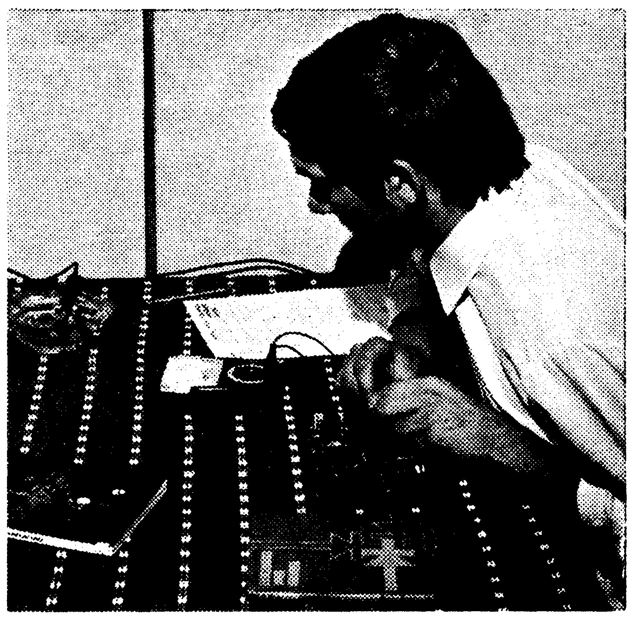


Een nieuw soort dual-in-line voetjes. Het gaat om metalen pennetjes, die op een tiende inch = is 2½ mm afstand aan elkaar zijn verbonden. Ze kunnen op lengten van 6, 7 of 8 pennen afgeknipt worden, waarmee men dan een half voetje heeft. Nadat deze pennen in de print zijn gestoken en vastgesoldeerd, moet de strip waarmee de pennen aan elkaar vastliggen worden losgebroken, zodat de halve voet ontstaat. De kwaliteit van de voet is bijzonder goed, omdat ook na vele malen in en uitsteken het kontakt met het IC blijft bestaan. Voor hen die met IC's eksperimenteren blijkt deze voet onmisbaar. Ook in de NAND-tester (Elektuur november 1970, pag. 1127) is het gebruik van deze nieuwe voetjes verre te verkiezen boven het aangegeven zelfbouwvoetje.

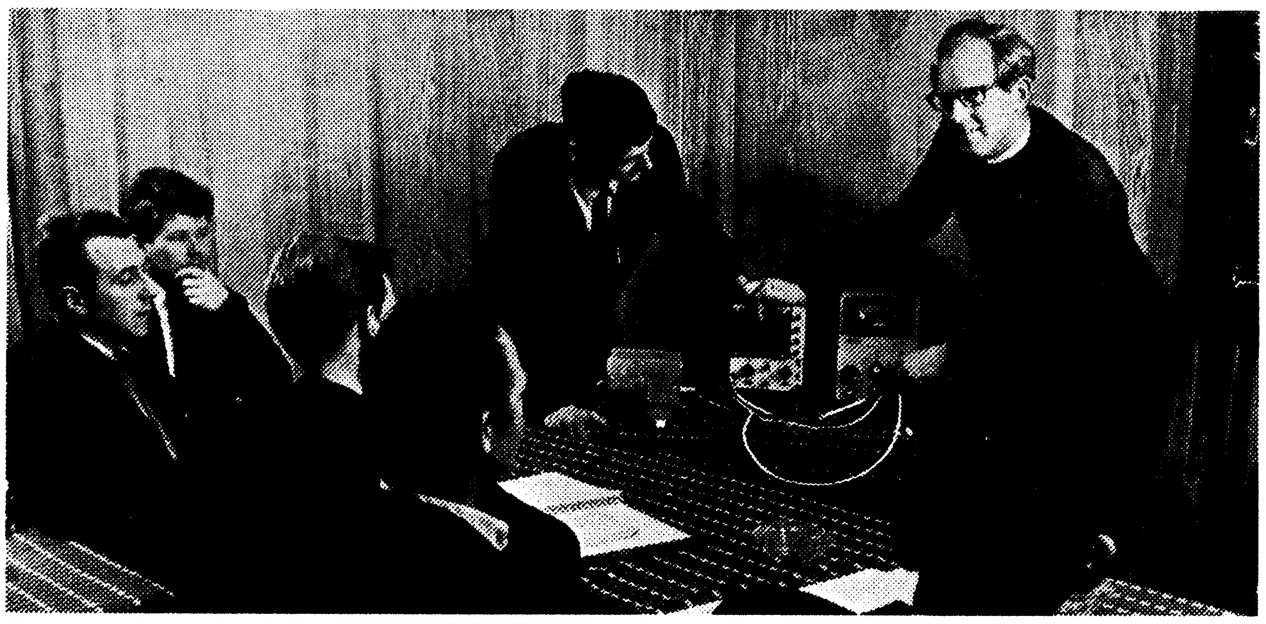
THUIS STUDEREN; SCHRIFTELIJK OF MET GELUIDSBAND.

ZO WORDT U BIJ ONS

BASIS-ELEKTRONICUS
ELEKTRONICA-MONTEUR NERG
MIDDELBAAR ELEKTRONICUS



THUIS PROEVEN DOEN.
DE THEORIE IN PRAKTIJK BRENGEN.



EEN MONDELINGE LES BESTAAT UIT HERHALING; BESPREKING VAN VRAAGSTUKKEN EN MEETDEMONSTRATIES.

	DUUR	MONDELINGE LESSEN	VOOR-OPLEIDING
BASIS-ELEKTRONICUS	10 mnd.	1 avond per maand	LTS-E MULO e.d.
ELEKTRONICA-MONTEUR NERG	14 mnd.	1 avond per maand + 6 zaterdagen	MTS-E Basis-elektronicus e.d.
MIDDELBAAR ELEKTRONICUS	10 mnd.	1 zaterdag per 3 weken	Monteur NERG e.d.
EXAMENKLAS MONTEUR NERG	5 mnd.	1 zaterdag per 14 dagen	Monteur NERG zonder diploma

Wij combineren schriftelijk en mondeling onderwijs. Elke week maakt u thuis een les, die u direkt aan uw leraar opzendt. Binnen 5 dagen is hij gecorrigeerd terug. Hebt u problemen, dan belt u uw leraar. Hij helpt u verder. Van hem krijgt u ook de mondelinge begeleiding. Zo ontstaat er een persoonlijke band.

9 januari 1971 starten bovenstaande opleidingen met mondelinge begeleiding in Arnhem en Amsterdam.

Zend mij meer gegevens van de cursus

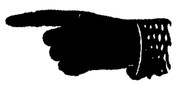
.....

Naam .....

Adres .....

Plaats ..... tel. .....

OPZENDEN

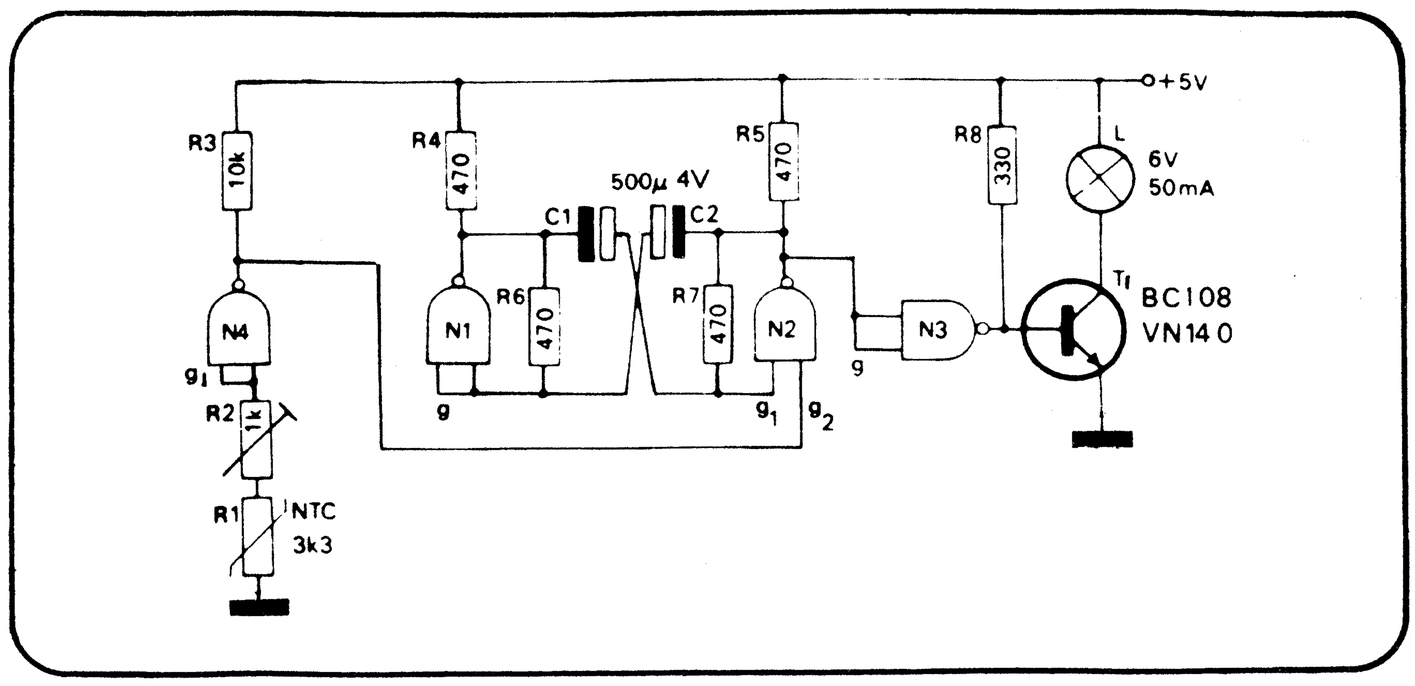


Elektronica opleidingen Dirksen

Parkstraat 25, Arnhem, tel. 085-437424

temperatuur-kontrole met alarmering

T.H. van Coehoorn

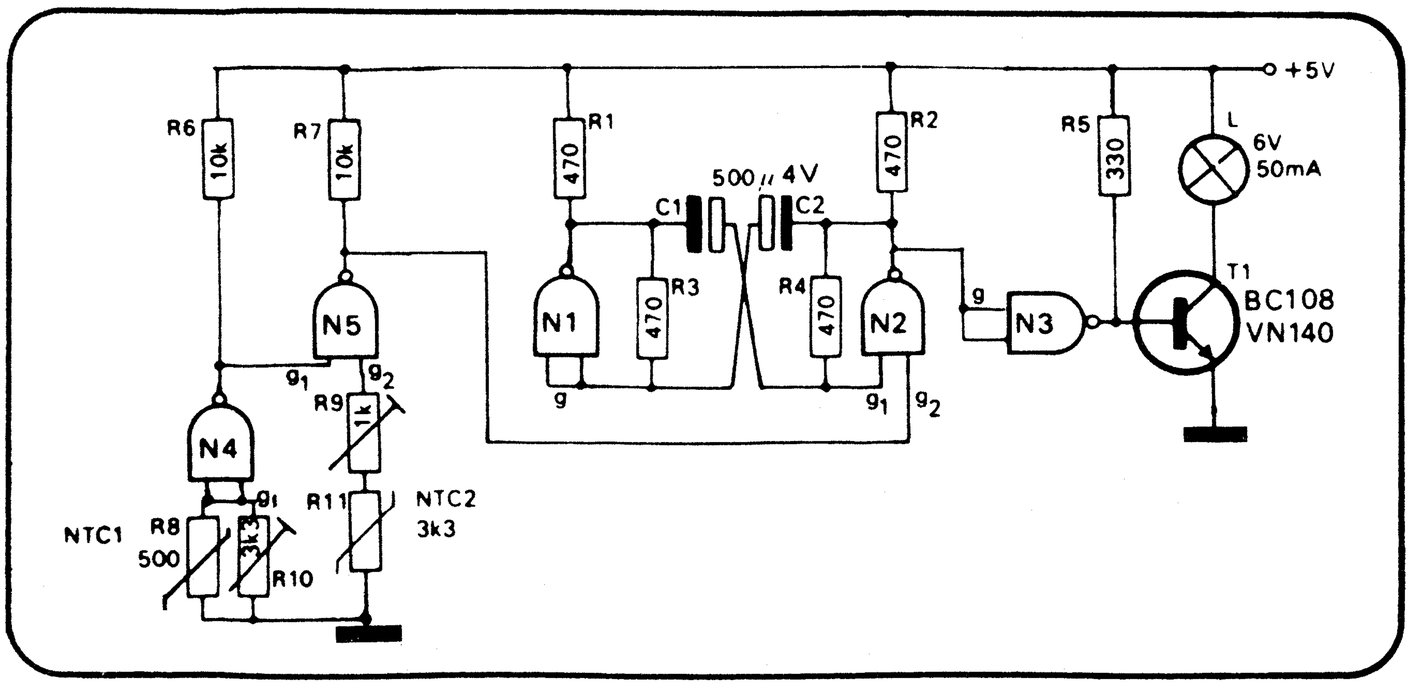


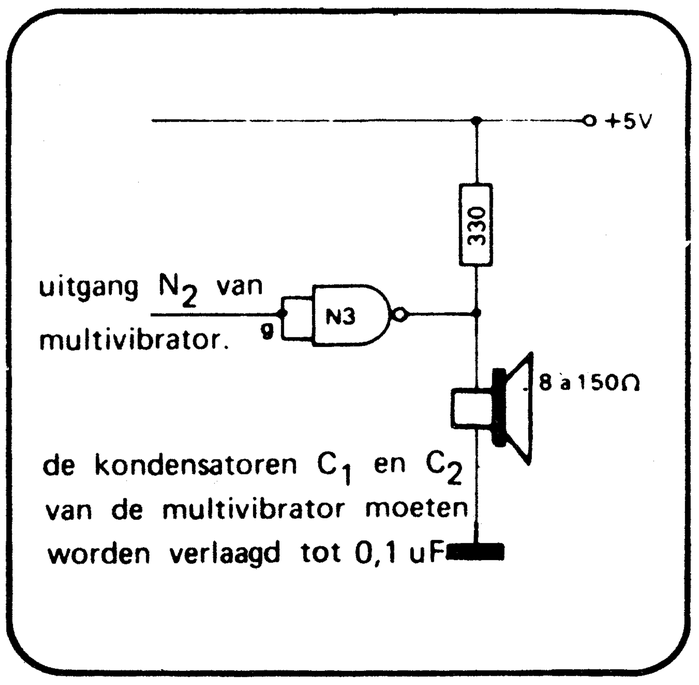
Figuur 1. Schema van de temperatuurbewaker, welke alarm geeft wanneer de temperatuur boven een bepaalde waarde stijgt.

Met behulp van de SN 7401 (FJH 231) zijn enkele schakelingen gerealiseerd welke een alarmering geven wanneer de te bewaken temperatuur bepaalde grenzen overschrijdt.

In figuur 1 is een schakeling weergegeven, die een alarmsignaal afgeeft, wanneer de temperatuur boven een vooraf ingestelde waarde stijgt. Het alarmsignaal bestaat uit een knipperlicht.
In serie met g_1-N_4 is een NTC-weerstand opgenomen. De poortschakeling levert aan deze weerstand een bepaalde stroom. De spanning op g_1 is dus afhankelijk van de weerstandswaarde van de NTC, welke op zijn beurt weer door de temperatuur wordt bepaald. Stijgt de temperatuur boven een bepaalde waarde dan daalt de spanning op g_1 beneden het schakelniveau van de nand en wordt de uitgang hiervan hoog. Ingang g_2-N_2 wordt dus eveneens hoog met het gevolg dat de multivibrator (N_1, N_2) gaat oscilleren.
De uitgangsspanning van de multivibrator wordt via N_3 aan T_1 toegevoerd zodat de lamp in de kollektorleiding hiervan gaat knipperen met een frekwentie gelijk aan die van de multivibrator.
Wanneer een NTC-weerstand van 3k3 wordt toegepast ligt de alarmgrens bij ca. 60°C. De eksakte waarde van de grens kan worden ingesteld d.m.v. R_2. Is een lagere temperatuurgrens gewenst dan kan de waarde van de NTC worden verlaagd tot 2k2. Daar variaties van de voedingsspanning invloed hebben op de alarmgrens verdient het aanbeveling om deze te stabiliseren.
Het temperatuurbewakingscircuit kan eenvoudig worden uitgebreid tot het systeem welk is weergegeven in figuur 2. Door gebruik te maken van een inverter (N_4) kan behalve de bovenste grens ook nog de onderste grens worden bewaakt. Dit schept de mogelijkheid om schakelingen, welke slechts binnen een bepaald temperatuurbereik fungeren, te beschermen. De bovenste temperatuursgrens wordt ingesteld m.b.v. R_9 en R_{11}; de werking hiervan is in het bovenstaande reeds beschreven.
De bewaking van de onderste grens geschiedt m.b.v. NTC_1 en werkt als volgt. De spanningsval over de parallelschakeling van R_8 en R_{10} (veroorzaakt door de poortstroom ligt beneden het schakelniveau van de nand. Bij afnemende temperatuur stijgt de weerstandswaarde van de NTC en zodoende ook de spanningsval hierover. Wordt het schakelniveau bereikt dan wordt de uitgang van N_4 laag. Ingang g_1-N_5 ligt op hetzelfde potentiaal en g_2-N_2 is daardoor hoog. Dit heeft tot resultaat dat de multivibrator gaat oscilleren.
In plaats van de visuele indikatie met een lampje kan uiteraard ook een akoestische indikatie worden gebruikt. De gewijzigde versie van de uitgangsschakeling hiervoor is weergegeven in figuur 3. Om een prettig geluid te verkrijgen moet de multivibratorfrekwentie worden verhoogd. Dit kan worden gerealiseerd door het verlagen van de kapaciteitswaarden.

Figuur 2. Temperatuurbewaking die tevens alarm geeft als de temperatuur beneden een vooraf ingestelde waarde komt.





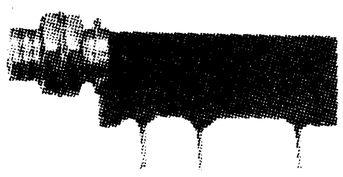
Figuur 3. In plaats van visuele indikatie met een lampje kan ook gebruik worden gemaakt van een luidsprekertje. Deze wijziging kan in beide onderstaande figuren worden toegepast.

INDUS TRIE

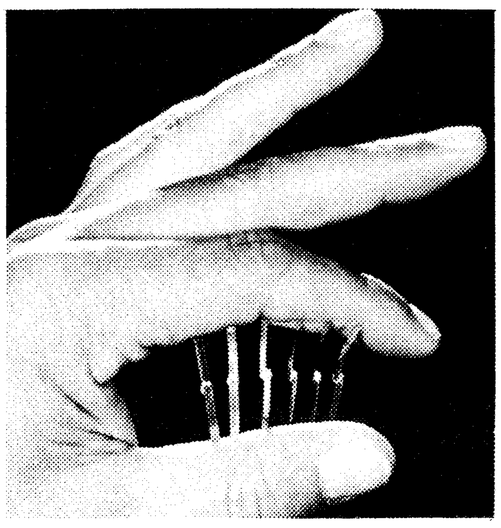
KOMPONENTEN

Nieuwe instelpotmeters

Door Reliance Control Limited wordt een serie instelpotmeters in de handel gebracht welke zich uitstekend lenen voor gebruik op printjes. Ze zijn tevens leverbaar in een uitvoering waarmee het mogelijk is ze op de frontplaat van bijv. een meetapparatuur te bevestigen. Het instelpotje kan dan als afregelorgaan worden gebruikt (zie onderste instelpot, op foto, van het type CC 151).
Ze zijn verkrijgbaar in waarden van 100 Ohm tot 1 Meg.Ohm. De weerstand in de stand minimaal is kleiner dan 5 Ohm. De temperatuurskoefficient is niet groter dan 0,025%/°C.
Inlichtingen: Amroh - Muiden.



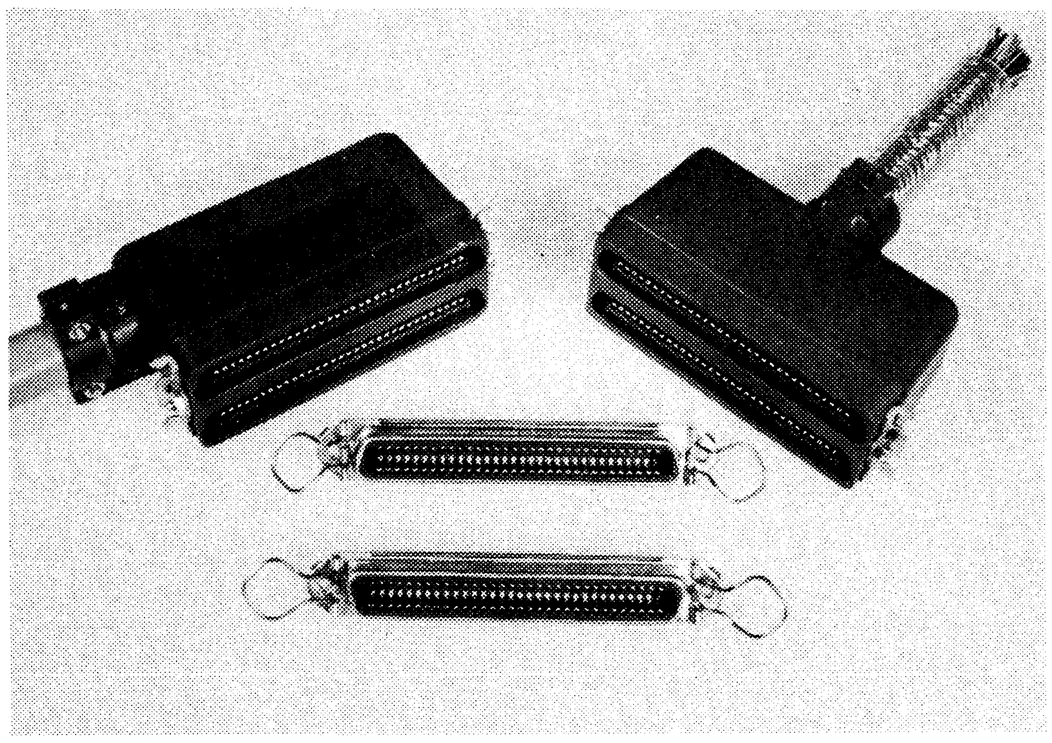
Nieuwe varaktoren van Siemens.



Siemens heeft zijn leverprogramma uitgebreid met een aantal nieuwe kapaciteitsdioden nl. de BBY24, BBY25, BBY26 en BBY27. Deze dioden zijn bizonder geschikt voor modulatie- en afstemdoeleinden in het Giga-Hertzbereik en zijn ontwikkeld voor een frekwentiebereik van 100 MHz tot 2 GHz. De kapaciteitsvariatie bedraagt ongeveer 10 : 1 terwijl de regelspanning tussen 0 en 120 Volt ligt.
Inlichtingen: Siemens Aktiengesellschaft, D-8000 München 1, Postfach 103.

Tot 128 kontakten in een miniatuurhuis.

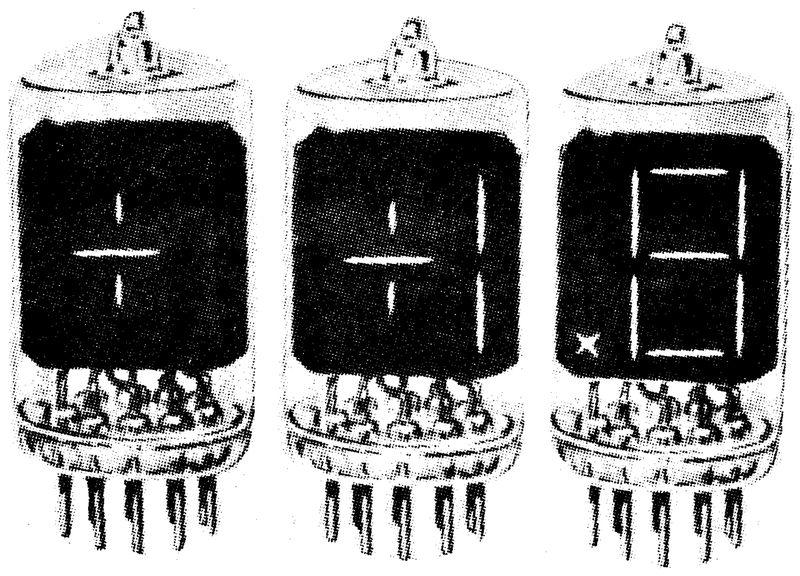
De kontaktdichtheid van de Amphenol Serie 57 Micro-Ribbon konnektors is dermate groot, dat zij zich uitstekend lenen voor kombinatie tot een dubbele konnektor in één huis, waardoor 100 respektievelijk 128 kontakten ter beschikking staan bij minimale afmetingen. De toegepaste Micro-Ribbon konnektors met zelfreinigende kontakten garanderen een kleine overgangsweerstand en, ondanks het grote aantal kontakten, een lichte bediening.
Het gebruikte plastik huis is zeer sterk en bruikbaar tot 105° C. Een vergrendeling is leverbaar en verwisseling van de kontakten is onmogelijk.
Inlichtingen: Rodelco N.V. Den Haag.



RCA NUMITRONS

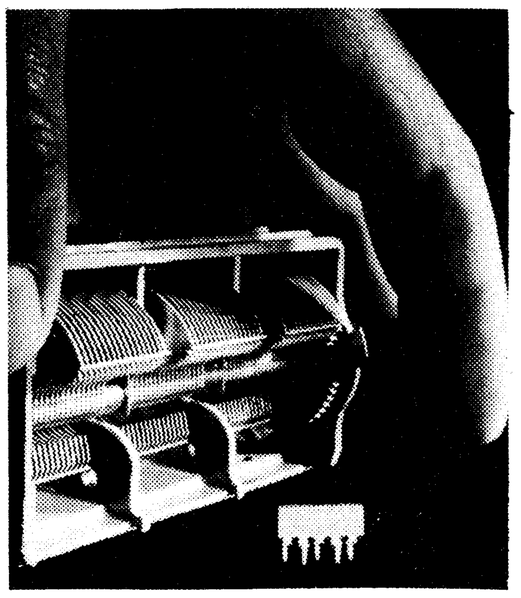
RCA Numitrons zijn cijferindikatorbuizen voor 15 en 10 mm cijferhoogte bestaande uit gloeidraden in een zeven segmentskonfiguratie. Zij geven een scherp beeld met zeer grote helderheid (zelfs bij daglicht), ideaal voor toepassing in de meeste digitale uitleeseenheden. De buisjes werken op een lage voedingsspanning van ca. 3,5 - 5 V., waardoor zij zeer geschikt zijn om gebruikt te worden in kombinatie met TTL circuits, die op dezelfde spanning werken, zoals bijv. de CD2500E (7447) BCD naar zeven segments dekoder/driver. Interessante eigenschappen zijn nog het grote lichtspektrum, wat toepassing van allerlei kleurenfilters mogelijk maakt, de grote gezichtshoek, het gebruik van standaard buisvoeten (noval voor de 15 mm versie en 10 pens IC-voetje voor de 10 mm uitvoering), de grote betrouwbaarheid en de zeer lange levensduur (100.000 uur bij 4,5 V.) en zelfs 1.000.000 uur per segment bij een voedingsspanning van 3,7 V.

Inlichtingen: Inelco Weerdestein 205 Amsterdam.



Revolutie op de middengolf

Zelfs in de modernste radio-ontvangers worden voor het afstemmen op de middengolf nog altijd volumineuze draaikondensatoren gebruikt, die tientallen jaren geleden ook al gebruikt werden. Tot voor kort was hiervoor geen elegantere oplossing te vinden. Onlangs is door Siemens echter een radio vervaardigd welke niet door een draaikondensator, maar met behulp van een (afstem)-diode wordt afgestemd. Voor het eerst heeft men een zo groot kapaciteitsbereik verwezenlijkt, dat afstemming ook op de middengolf mogelijk is. De nieuwe drievoudige kapaciteitsdiode BB 113 heeft een bereik van 13 - 280 pF. De benodigde stuurspanning ligt tussen 1 en 30 Volt. De verhouding in volume tussen de draaikondensator en de afstemdiode is groter dan 100. Daardoor is deze diode bizonder interessant voor toepassing in autoradio's, welke meestal aan tamelijk kleine afmetingen gebonden zijn. Daar de sturing d.m.v. gelijkspanning gebeurt is het zonder enig bezwaar mogelijk de afstemkring bij de antenne te plaatsen, wat ontvangtechnisch veel gunstiger is. Ook is voorkeurafstemming en afstandsbesturing zeer gemakkelijk te realiseren. Daar in het huis drie dioden zijn onder gebracht wordt de selektiviteit aanzienlijk verbeterd. Het ziet er dus naar uit dat de radio-ontvangers naast een groter bedieningskomfort ook nog veel kleinere afmetingen krijgen.
Inlichtingen: Siemens Aktiengesellschaft, Presseabteilung, D-8000 München 1, Postfach 103.



NIEUWE SERIE DRUKOPNEMERS

Het programma apparatuur voor het meten van mechanische grootheden dat door Philips wordt gevoerd, is uitgebreid met een nieuwe serie drukopnemers. De serie - PR 9370 - is speciaal ontwikkeld voor het meten van statische en dynamische drukken bij zeer hoge temperaturen.
De nieuwe drukopnemers kunnen worden toegepast in kombinatie met elk type wissel- of gelijkstroombrug voor de permanente kontrole van vloeistofdrukken bij temperaturen tot 200° C. en van gasdrukken bij temperaturen tot 1500° C. De opnemers uit de PR 9370 serie kunnen eveneens worden gebruikt voor intermitterende drukmetingen van gassen tot een temperatuur van 2800° C, mits deze temperatuur niet langer dan tien sekonden gehandhaafd blijft. De PR 9370 serie bestaat uit zes verschillende opnemers die tezamen het drukgebied omvatten van 5 tot 200 kg/cm². Voor elke versie is een overdruk van 100% toelaatbaar.

Gering dood volume

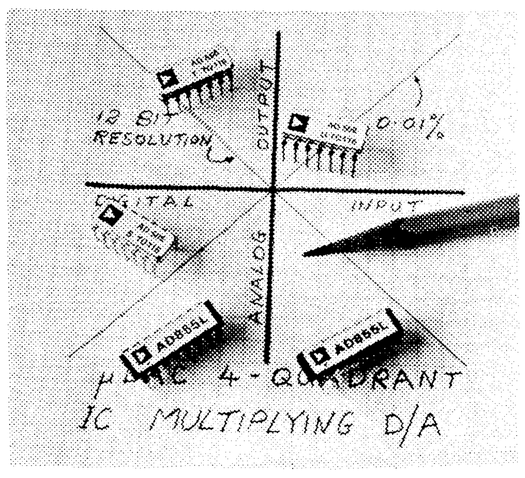
Door een zeer speciale montage van het drukmembraan wordt een gering dood volume (ca. 0,15 cm³) gewaarborgd. Het omhulsel van de opnemers is van een roestvaste staalsoort dat geen molybdeen bevat en een zeer kleine uitzettingskoëfficient bezit.
Het drukmembraan kan met water worden gekoeld waarbij per minuut 1 à 1,5 liter water wordt verbruikt. Het drukmembraan is mechanisch gekoppeld met een tweede membraan waarop een folierekstrookje van het rozettype is gemonteerd dat deel uitmaakt van een Wheatstone-brug.
Druk op het eerste membraan brengt via het tweede membraan de brug uit balans waarbij de uitgangsspanning van de brug evenredig is met de uitgeoefende druk. Voor ijkdoeleinden kan m.b.v. een miniatuurschakelaar een gedefinieerde weerstand over een van de takken van de brug worden geschakeld teneinde de brug uit balans te brengen.

Geringe lineaire afwijking

De lineaire afwijking van de opnemers uit de PR 9370 serie is gering, minder dan 0,25%. De hoge resonantiefrekwentie (7-20 kHz) en de montagewijze van het membraan maken de nieuwe opnemers uitermate geschikt voor vele uiteenlopende industriële toepassingen.
Inlichtingen: Philips Persdienst Postbus 523 Eindhoven. Tel. (040)60000 tsl. 6465

MONOLYTISCHE VIERVOUDIGE SPANNINGSSCHAKELAAR

Analog Devices heeft de nieuwe μDac AD555 monolytische viervoudige spanningsschakelaar en het weerstandnetwerk AD855 aangekondigd. Deze beide komponenten worden gebruikt om miniatuur D/A en A/D konverters te vervaardigen. De AD555 en AD855 zijn de nieuwste geïntegreerde D/A komponenten in de μDac familie van Analog Devices (de stroomschakelaar AD550 en het weerstandnetwerk AD-850 werden reeds in maart '70 aangekondigd). De nieuwe „voltage-switch" AD555 is de eerste monolytische schakeling die vier logische „single pole double throw" (SPDT) schakelaars op één silicium chip bevat. Deze NPN transistorschakelaars kunnen in twee richtingen stroom doorlaten met een zeer kleine offset en serieweerstand. Drie AD555's kunnen worden gebruikt om een twaalf bits D/A konverter te maken.
Inlichtingen: Klaasing Electronics N.V. Sarphatistraat 52 Amsterdam-C.



printservice elektuur

			guldens	Bfrs
	Knipperlicht	m-13	2,–	30
	Mikrofoonversterker	m-14	2,25	34
	Signaalgever-volger	m-16	1,75	26
	Hotelschakelaar	62-343	2,25	34
	R.S. oscillator 60 kHz-2 MHz	67-920	2,–	30
	t.d. kortegolfontvanger	68-1036	2,–	30
	HF-versterker met de 703	69-619	1,75	26
Arme	Korrektieversterker (ker)	71-122	1,75	26
lui's	Regelversterker	71-123	2,50	38
ver	Eindversterker	71-124	2,50	38
ster	Korrektieversterker (md)	71-126	2,50	38
ker	Korrektieversterker (mikr)	71-127	2,50	38
	KTV-streep-stip-generator	73-326	4,25	64
	IC-tester voor BiPak IC's	73-329	3,–	45
	Mini-Op-Amp	74-422	1,75	26
	Ontvanger modelbesturing	74-445	8,–	120
	Servoversterker	74-446	4,–	60
	koplampgeheugen	72-225	3,-	45
	fet-voltmeter	62-334	5,-	75
	voeding	71-125	3,-	45
	blokgolf-zaagtandkonverter	84-346	5,50	82
	Gyrator	75-528	2,25	34
	Stereoversterker voor hoofdtelefoon	78-1031	2,–	30
	Edwinversterker	82-126	3,50	53
	Korrektieversterker	82-127	2,–	30
	Edwinversterker voor 'n tientje	84-335	2,50	38
	Lichtorgelschakelingen	85-426 -427	6,50	98
	Digitale klok op aanvraag. Komplete set (19 prints)		35,–	525
	Belichtingsmeter	86-537	2,50	38
	fuz-box	70-1250	1,75	23
	fet-blokgolfgenerator	65-635	3,-	45
	12/25 W versterker	65-630	5,50	83
	0,5 W versterker	63-443	3,-	45
	slimme 3 W versterker	62-335	2,50	38
	Interkom	90-1035	2,–	30
	Superregeneratieve FM-ontvanger	90-1049	2,50	38
	NAND-tester	91-1127	3,50	53
	dubbele Eksperimenteerprint voor SN 7401	91-1128	3,25	49
	dubbele AC-flip-flop	91-1131	3,25	49
	dubbele Binaire vergelijker	91-1138	3,25	49
	Luukse interkom	91-1151	2,50	38
	Breedband-versterker	91-1154	2,–	30
nieuw	Elekturofoon	92-1251	10,–	150
nieuw	Korrektieversterker voor kristalelementen	92-1240	2,–	30
nieuw				

BESTELLING
Elektuur-printjes kunnen uitsluitend worden besteld door storting van het bedrag op gironummer 124 11 00 t.n.v. Elektuur, Geleen (voor België op PCR 17 70 26) met bijvermelding PS en het kodenummer. Alle prijzen zijn inkl. 12 procent BTW . levertijd 2 weken na giroafschrijving.

INDUS TRIE

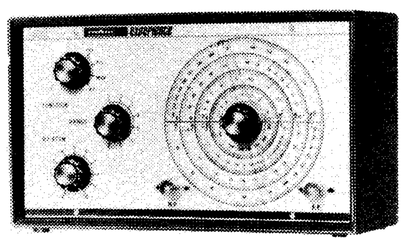
INSTRUMENTEN

Nieuwe meetapparaten van Nordmende

Door Nordmende wordt een zestal nieuwe meetapparaten in de handel gebracht welke samen de Experience-serie vormen. Dit zijn een sinusgenerator E3600, twee HF-generatoren E3601 en E3602, een R-C- en een L-meetbrug E3603 en E3604 en een gestabiliseerde voeding E3605. Al deze apparaten zijn onafhankelijk van het net en kunnen worden gevoed uit 9 Volts batterijen. De apparaten zijn uitermate geschikt voor gebruik op scholen. Ook voor de vrijetijdselektronikus zijn ze aantrekkelijk, omdat de prijs zo gering is, dat zelfbouw niet meer interessant is.

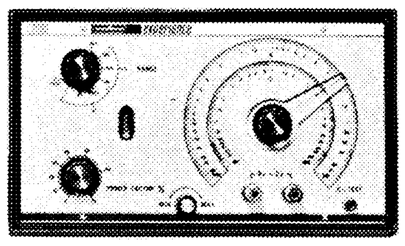
Inlichtingen over deze zes meetapparaten kunnen worden verkregen bij: Koelrad N.V., Maalderij 19, Amstelveen. Tel. 020-451655.

HF-Generator E3602



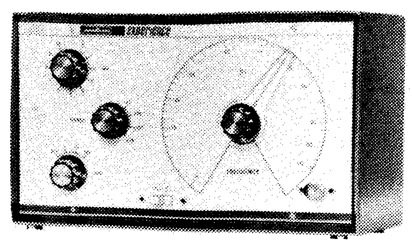
Deze generator bezit vooral in de radio en TV-techniek een groot toepassingsgebied. Het frekwentiebereik is van 147 kHz tot 350 MHz en verdeeld in 8 bereiken. De draaggolf kan AM worden gemoduleerd met een frekwentie van 400 Hz. Deze LF-spanning is ook aan de uitgang beschikbaar. De maksimale frekwentieafwijking bedraagt 1,5%, de instelnauwkeurigheid is ca. 1% en de uitgangsspanning bedraagt 100mV over 75 Ohm.

R-C-meetbrug E3603



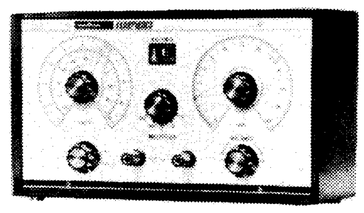
Met deze R-C-meetbrug kunnen weerstanden van 1Ω tot 100 MΩ worden gemeten en kapaciteiten van 1 pF tot 100 μF, beide verdeeld over drie bereiken. De meetnauwkeurigheid bedraagt 2 à 5%. De uitlezing geschiedt m.b.v. een balansindikator; de voorgeschakelde gevoeligheidsschakelaar garandeert een optimale instelnauwkeurigheid.

Sinus-blokgolfoscillator E3600



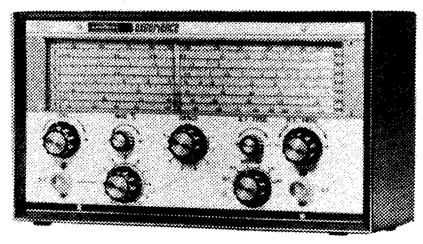
De frekwentie van deze laagfrekwent generator is zeer konstant, hij levert een konstante uitgangsspanning tot 1 Vtt. De frekwentie is instelbaar in vier stappen van 10 Hz tot 100 kHz. De uitgangsspanning kan zowel kontinue als in stappen worden geregeld. De oscillator is opgebouwd volgens het bekende Wienbrug-principe, ter verkrijging van een blokspanning wordt de sinus toegevoerd aan een getriggerde multivibrator, welke een blokspanning levert met een geringe vervorming. De nauwkeurigheid is beter dan 3% en de uitgangsimpedantie bedraagt 1 kΩ.

Zelfinduktiemeetbrug E3604



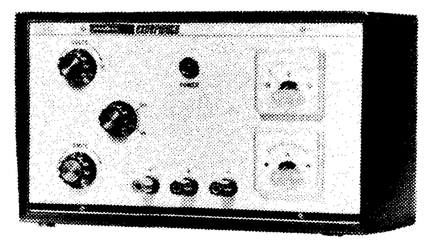
Hiermee kunnen zelfindukties van 1 μH tot 100 H snel en precies worden gemeten. Dit gebied is onderverdeeld in vier bereiken. Ook kunnen Q-faktoren worden bepaald welke liggen tussen 10 en 1000. De nauwkeurigheid van het apparaat ligt binnen 5 %.

HF-Generator E3601



Deze generator heeft een frekwentiebereik van 147 kHz tot 220 MHz, verdeeld over 8 bereiken. De generator is opgebouwd rond een kristalgestuurde oscillator, waarvan de spanning ook naar buiten is gevoerd.
De instelnauwkeurigheid is beter dan 0,05%. De draaggolf kan AM worden gemoduleerd tussen 0 en 50% met een LF-spanning van 800 à 1200 Hz. De uitgangsspanning bedraagt ca. 100 mV.

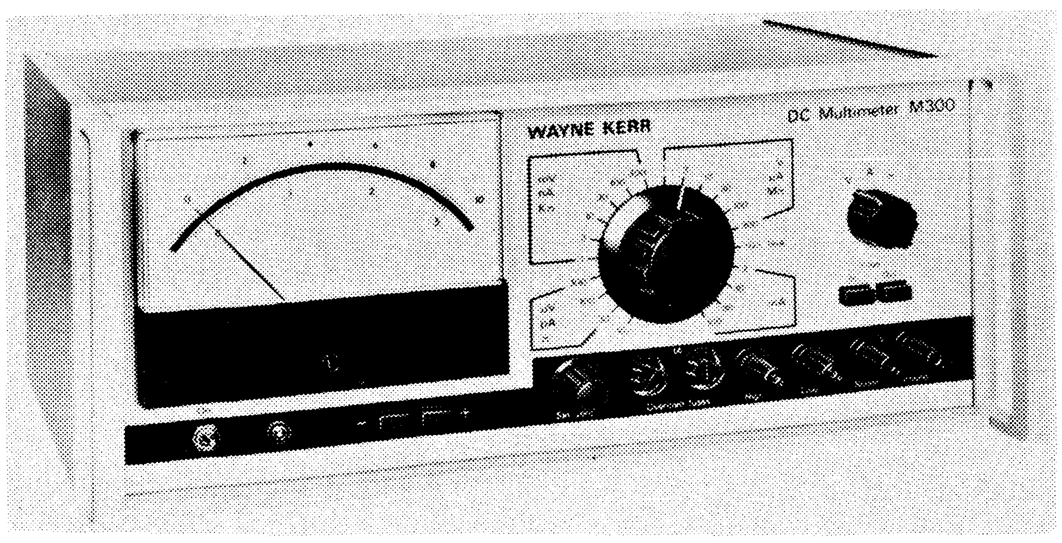
Gestabiliseerde voeding

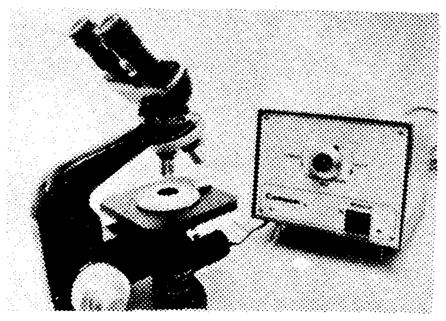


Deze voeding is kortsluitvast en ideaal voor het voeden van eksperimenteer- en meetschakelingen. Door de elektronische stabilisatie wordt een konstante uitgangsspanning gegarandeerd; de uitgangsstroombegrenzing is regelbaar van 0 tot 1 Amp. De uitgangsspanning kan worden gevariëerd van 1 tot 30 Volt.

Nieuwe multimeter vanaf 30 mikrovolt.

Deze uitzonderlijk gevoelige multimeter van The Wayne Kerr Co. Ltd heeft 15 spanningsbereiken tussen 30 mikro-Volt en 300 Volt, 20 stroombereiken tussen 30 piko-Ampère en 100 mA en 17 weerstandsbereiken tussen 10 Ω en 1 G Ω. De ingangsimpedantie is voor alle bereiken 100 M Ω. De nauwkeurigheid ligt voor alle bereiken binnen de 2 %. Het temperatuurbereik van de M300 gaat van 0 ° tot 40 ° C. Inlichtingen: The Wayne Kerr Co. Ltd., Roebuck Road, Chessington, Surrey, England.



Nieuw type thermoelectric voor mikroskooptafel.

Van het merk Cambion wordt door Techmation een tamelijk revolutionair type thermo-electric op de markt gebracht.
Dit nieuwe type kan worden gebruikt voor vrijwel elk mikroskopisch onderzoek en is speciaal ontworpen voor temperatuurkontrole van het monster bij onderzoek en research op het gebied van bakteriologie, serologie, virologie, botanie, chemie, hematologie enz.
Speciaal op het gebied van de natuur- en scheikunde zijn reeds uitstekende resultaten geboekt.
De temperaturen van dit nieuwe moduul variëren van —5° C. tot +40°C. Er zijn echter verschillende opties beschikbaar waardoor het mogelijk wordt met een meer uitgebreide temperatuurrange te werken. De onderzoeker kan nu het monster bestuderen onder een bepaalde temperatuur. Deze temperatuur blijft konstant, totdat het onderzoek is voltooid. In vele gevallen zal een studie een kontroleerbare, variabele temperatuur vereisen; de gewenste temperatuur kan met 1 knop op de kontrole-unit worden ingesteld.
Inlichtingen: Techmation N.V., Gebouw 64, Schiphol-Oost.